

---

## ***Шановні науковці, аспіранти, студенти!***

*Третє тисячоліття знаменується бурхливим розвитком науки і техніки, що потребує більш точного вимірювання та визначення процесів з метою переходу на більш якісні показники, оновленими поглядами світової спільноти в майбутнє, визначенням ціннісних властивостей суспільного життя, які характеризують його якість. Саме такі завдання постають перед творчим колективом Міжнародного науково-технічного журналу «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах».*

*Сподіваюсь, що науковці, аспіранти, та студенти Хмельницького національного університету разом зі своїми колегами провідних навчальних закладів вищої освіти ближнього та дальнього зарубіжжя своїми науковими розробками щедро поділяться на сторінках цього поважного видання, що сприятиме подальшому розвитку науки і техніки, всебічному впровадженню новітніх наукових розробок у виробництво.*

*Зичу колективу редакції Міжнародного науково-технічного журналу «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах» нових творчих здобутків, гарних талановитих учнів, гідних продовжувачів Вашої потрібної справи.*

***З повагою,***

***доктор технічних наук, професор,  
заслужений працівник народної освіти України, академік УТА, МАІ, УАЕК,  
Ректор Хмельницького національного університету  
М.Є. Скиба.***



**СКИБИ МИКОЛІ ЄГОРОВИЧУ**  
15 грудня 2009 року виповнилося **60 років**

**Редакційна колегія журналу, колеги, друзі сердечно вітають Миколу Єгоровича Скибу із славним ювілеєм, бажають йому міцного здоров'я, мудрості, нових успіхів у справі утвердження досягнень української освіти і науки на світовому рівні.**

## Зміст

### ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ МЕТРОЛОГІЇ, ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ І ТЕХНОЛОГІЙ

<b>В.Т. Кондратов.</b> МЕТОДЫ СИСТЕМНОЙ ЛИНЕАРИЗАЦИИ И ДЕФОРМАЦИИ ВИРТУАЛЬНОЙ ФУНКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ «ОИ – СИИ» .....	8
<b>О.П. Синицкий, М.А. Наавгуст, О.В. Даценко, А.Н. Гаврилюк.</b> ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ УЛУЧШЕНИЯ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОННЫХ ВАТТМЕТРОВ .....	18

### ОПТИЧНІ ТА ФІЗИКО-ХІМІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ

<b>С.А. Карван, О.А. Параска, В.М. Хрящевський.</b> ЗАСТОСУВАННЯ І АНАЛІЗ МАТЕМАТИЧНОГО ПЛАНУВАННЯ ЕКСПЕРИМЕНТУ ДЛЯ РОЗРОБКИ ОПТИМАЛЬНИХ СКЛАДІВ МИЙНИХ КОМПОЗИЦІЙ .....	23
<b>І.Д. Коломієць, М.В. Бородай.</b> БАГАТОЕЛЕКТРОННА ТЕОРІЯ ЗАЛИШКОВОГО ЕЛЕКТРООПОРУ НЕОДНОРІДНИХ СПЛАВІВ .....	30
<b>І. Мазур, К.Л. Горященко.</b> АНАЛІЗ СУМАРНОГО ФАЗОВОГО СИГНАЛУ ВІДБИТТЯ НА РІЗНИХ ЧАСТОТАХ МЕТОДАМИ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ .....	36
<b>О.В. Осадчук, О.С. Звягін, М.В.Євсєєва.</b> ЄМНІСНИЙ СЕНСОР ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ВОЛОГОСТІ НАФТОПРОДУКТІВ .....	40
<b>С.В. Бех, Ю.С. Кухарчук.</b> КЛАСИФІКАЦІЯ ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННИХ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ ВІДДАЛЕНИХ ОБ'ЄКТІВ .....	43
<b>О.В. Осадчук, В.П. Деундяк, М.В. Деундяк.</b> ПОБУДОВА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ОПТИКО-ЧАСТОТНОГО ТЕМПЕРАТУРНОГО СЕНСОРА НА ОСНОВІ СТРУКТУРИ, ЩО СКЛАДАЄТЬСЯ З ПАРИ ВІПОЛЯРНОГО І ДВОЗАТВОРНОГО ПОЛЬОВОГО МДН ТРАНЗИСТОРІВ ТА АКТИВНОЇ ІНДУКТИВНОСТІ .....	48

### ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ ТА РАДІОТЕХНІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ

<b>В.М. Кичак, І.Ю. Кравцов.</b> МЕТОД ФАЗОВОЇ КОМПЕНСАЦІЇ ПОМЕХ АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ .....	53
<b>Г.Г. Бортник, Л.Ф. Мінов, М.Л. Мінов.</b> ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ З КОРИГУВАННЯМ НЕЛІНІЙНОСТІ .....	56
<b>С.С. Кравець, О.С. Пивовар.</b> АНАЛІЗ ВПЛИВУ МІЖШАРОВИХ ПЕРЕТИНОК ДРУКОВАНИХ ПЛАТ НА ІНТЕГРАЛЬНУ ЦІЛІСНІСТЬ СИГНАЛІВ ВИСОКОШВИДКІСНИХ ІНТЕРФЕЙСІВ .....	60
<b>В.М. Кичак, НАССИР МАНСУР МАХМУД АБУХАМУД, В.М. Ткачук.</b> МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИНДУКТИВНОГО ДИНАМИЧЕСКОГО НЕГАТРОНА .....	65
<b>Л.Б. Лищинская, К.В. Огородник, Н.А. Филинюк.</b> МЕТОД СИНТЕЗА ДИНАМИЧЕСКИХ НЕГАТРОНОВ НА БАЗЕ АКТИВНЫХ МНОГОПОЛЮСНИКОВ .....	72
<b>В.І. Лужанський, Ю.І. Сніжко.</b> МОДЕЛЮВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЦИФРОВОЇ АБОНЕНТСЬКОЇ ЛІНІЇ ПОБУДОВАНОЇ НА ОСНОВІ ТЕХНОЛОГІЇ ADSL .....	78
<b>О.В. Осадчук, Р.В. Криночкін.</b> МОДЕЛЮВАННЯ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТОВЩИНИ НА ОСНОВІ ВІД'ЄМНОГО ОПОРУ В ЧАСОВОМУ ДОМЕНІ .....	83
<b>С.В. Бех, О.О. Кушнір.</b> МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ .....	88
<b>Ю.М. Мазур, І.В. Троцишин.</b> ПРОБЛЕМИ ТА МОЖЛИВІ ШЛЯХИ ПОДОЛАННЯ ЗАГАСАННЯ СИГНАЛУ, ЗМЕНШЕННЯ ІНТЕНСИВНОСТІ СИГНАЛУ ДЛЯ ІЄРАРХІЇ SDN .....	93
<b>О.І. Полікарівських, О.І. Шевчук.</b> МЕТОДИ ФОРМУВАННЯ СИНУСОЇДАЛЬНИХ СИГНАЛІВ У ЦИФРОВИХ СИНТЕЗАТОРАХ СІТКИ ЧАСТОТ .....	100
<b>А.В. Кучер, О.І. Полікарівських, С.В. Бех.</b> ОПТИМІЗАЦІЯ РОБОТИ СИСТЕМИ CDMA .....	105

### ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ І КОМПЛЕКСИ В ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСАХ

<b>О.Н. Романюк, М.Д. Обідник, Д.П. Присяжний.</b> МЕТОД ІДЕНТИФІКАЦІЇ ВІДБЛИСКУ НА ДІЛЯНЦІ ПОВЕРХНІ, ОБМЕЖЕНОЇ ТРИКУТНИКОМ .....	108
<b>Ю.В. Дементьев, С.Ю. Дементьев.</b> МІКРОПРОЦЕСОРНИЙ ПРИСТРІЙ КОНТРОЛЮ КІЛЬКОСТІ ТА ВИТРАТИ КИСНЮ .....	112
<b>В.М. Джулій, Г.О. Буркун.</b> ОЦІНКА СТАНУ БЕЗПЕКИ ІНФОРМАЦІЇ В КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМАХ НА ОСНОВІ ЛОГІКО-ЛІНГВІСТИЧНОГО ПІДХОДУ .....	116

<b>С.В. Юхимчук, М.С. Юхимчук-Войтко. ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ ПОВЕДІНКИ НЕЛІНІЙНИХ СИСТЕМ З ЛОГІЧНИМИ УПРАВЛЯЮЧИМИ ПРИСТРОЯМИ</b> .....	122
---	-----

**БІОМЕДИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ І ТЕХНОЛОГІЇ**

<b>Ю.В. Версаль. ОЦІНКА ФАКТОРІВ ВПЛИВУ ДЛЯ ДІАГНОСТИКИ ФІЗІОЛОГІЧНОГО СТАНУ ТВАРИНИ</b> .....	128
<b>І.М. Байдакова. МЕТОДИ ОЦІНКИ ЯКОСТІ ВЗУТТЯ І ШКІР ДЛЯ ВЕРХУ ВЗУТТЯ</b> .....	134

**ОБМІН ПРАКТИЧНИМ ДОСВІДОМ ТА ТЕХНОЛОГІЯМИ**

Elena V. Chepelyuk, Valeriy V. Choogin, David Hui, Yuri M. Strzhemechny. A POLYNOMIAL MODEL OF PROJECTILE KINETIC ENERGY REDUCTION BY A PROTECTIVE COMPOSITE TEXTILE MATERIAL .....	138
<b>О.В. Диха, С.Ф. Посонський, Н.К. Медведчук. ВИМІРЮВАННЯ ТРИВАЛОСТІ КОНТАКТНОЇ ВЗАЄМОДІЇ ПРИ СТВОРЕННІ ДИСКРЕТНИХ ЗНОСОСТІЙКИХ ПОВЕРХОНЬ</b> .....	143
<b>В.О. Денисюк, А.О. Цвілюк, О.І. Чех. ВИБІР ПРОЦЕСОРУ ДЛЯ ГРАФІЧНОЇ СИСТЕМИ</b> .....	146
<b>О.Н. Романюк, Ю.Л. Ляшенко, С.І. Вяткін. АПРОКСИМАЦІЯ ДФВЗ КУБІЧНИМ ПОЛІНОМОМ</b> .....	152
<b>С.М. Злепко, Л.Г. Коваль, Р.С.Т. Белзецький. НОВІ МОЖЛИВОСТІ РЕГІОНАЛЬНИХ ЦЕНТРІВ КОМПЛЕКТУВАННЯ ЗБРОЙНИХ СИЛ УКРАЇНИ</b> .....	155
<b>М.Я. Боневич, О.П. Войтюк. КОМПЛЕКСНИЙ МЕТОД АНАЛІЗА ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ВУЗОВ</b> .....	158
<b>А.И. Ковалев, А.С. ЗЕНКИН. ПРОЦЕССНОЕ ОПИСАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ГОТОВНОСТИ ПРОИЗВОДСТВА</b> .....	162
<b>О.М. Шинкарук, В.І. Лужанський, І.Г. Лепіна. ОЦІНЮВАННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ПЕРЕОБЛАДНАННЯ ЗАСОБІВ ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ НА ДІЛЯНЦІ ПЕРВИННОЇ МЕРЕЖІ</b> .....	168
<b>П.М. Павленко, В.А. Толбатов, В.В. Трейтяк. МЕТОДИКА АВТОМАТИЗОВАНОГО АНАЛІЗУ ТА ОЦІНКИ ВИРОБНИЧОГО ЗАМОВЛЕННЯ</b> .....	175
<b>Д.Х. Штофель, А.П. Моторний, В.О. Гомолінський, Т.М. Коменчук. ВИКОРИСТАННЯ МУЛЬТИМЕДІЙНОГО ТИРУ ДЛЯ ПОКРАЩЕННЯ ЯКОСТІ ВОГНЕВОЇ ПІДГОТОВКИ (ЗА МАТЕРІАЛАМИ ЗАКОРДОННИХ І ВІТЧИЗНЯНИХ ВИСТАВОК)</b> .....	179
<b>М.В. Приймак, О.В. Мацюк, О.Б. Назаревич, Г.В. Шимчук. ДОСЛІДЖЕННЯ ОСОБЛИВОСТЕЙ ЕНЕРГОСПОЖИВАННЯ В УМОВАХ РИТМІКИ МЕТОДОМ ГІСТОГРАМНОГО АНАЛІЗУ</b> .....	182
<b>Т.О. Дементьев, В.І. Слободзян. ВПЛИВ ПАРАМЕТРІВ ВИГОТОВЛЕННЯ КАБЕЛЮ НА ЙОГО РЕЗУЛЬТУЮЧИЙ ОПІР</b> .....	186
<b>В.В. Веселий, І.В. Троцишин. ОСОБЛИВОСТІ ВИМІРЮВАНЬ ПАРАМЕТРІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ ЗА ДОПОМОГОЮ ЦИФРОВИХ ОСЦИЛОГРАФІВ</b> .....	189

**ПРЕЦИЗІЙНІ ВИМІРЮВАННЯ ТА НОВІТНІ ТЕХНОЛОГІЇ**

<b>Л.Н. Покидько. АНАЛІЗ МЕТОДОВ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ОПТИМИЗАЦИИ ПРЕЦИЗИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ</b> .....	195
V.V. Romanuke. APPLICATION OF THE NINE KNOWN ORTHONORMAL BASES OF BINARY FUNCTIONS FOR THEIR FIRST ORDERED 33 THROUGH 63 ELEMENTS IN CDMA RADIOSYSTEMS .....	199
<b>Н.М. Корчик, А.А. Нестер, С.В. Белікова. ОЧИЩЕННЯ СТИЧНИХ ВОД ГАЛЬВАНІЧНОГО ВИРОБНИЦТВА (ДРУКОВАНИХ ПЛАТ) ВІД ОРГАНІЧНИХ ДОМІШОК</b> .....	204
<b>В.А. Дзіблюк, І.В. Троцишин. ТЕХНОЛОГІЇ ТА МЕТОДИ ОРГАНІЗАЦІЇ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ</b> .....	208
<b>Є.А. Золотавкін. СТЕГАНОГРАФІЧНИЙ ЗАХИСТ ВІД ПАСИВНИХ АТАК НА ОСНОВІ АДАПТИВНОГО ВБУДОВУВАННЯ ДАНИХ У СЕГМЕНТИ ЗОБРАЖЕНЬ</b> .....	213
<b>В.В. Лукічов. МОДЕЛІ АДАПТИВНОГО ШАБЛОННОГО ВБУДОВУВАННЯ ДАНИХ У ВЕЙВЛЕТ-КОЕФІЦІЕНТИ ЗОБРАЖЕНЬ З УРАХУВАННЯМ АКТИВНИХ СТЕГАНОГРАФІЧНИХ АТАК</b> .....	219
<b>Т.С. Мищай. СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЯМИ МОБИЛЬНОГО РОБОТА</b> .....	227
<b>В.О. Денисюк, А.В. Боднар, О.В. Ліщинський. АНАЛІЗ ЕТАПІВ ГРАФІЧНОГО КОНВЕСРУ</b> ...	230

УДК 389: 638.011.54

**В.Т.КОНДРАТОВ**

Институт кибернетики им. В.М.Глушкова НАН Украины

**МЕТОДЫ СИСТЕМНОЙ ЛИНЕАРИЗАЦИИ И ДЕФОРМАЦИИ ВИРТУАЛЬНОЙ  
ФУНКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ «ОИ – СИИ»**

В роботі розглянуто сутність алгоритмічних і функціонально-алгоритмічних методів системної лінеаризації та/або деформації віртуальної функції перетворення вимірювальної системи, що складається з об'єкту вимірювання (ОВ) і засобу надлишкових вимірювань (ЗНВ). Приведена класифікація цих методів. Наведені визначення понять «лінеаризація», «деформація», «системна лінеаризація і деформація» з філософської та з метрологічної точок зору.

Представляет интерес для ученых, аспирантов и метрологов.

In work the essence of algorithmic and is functional-algorithmic methods system linearization and-or deformations of virtual function of transformation of the measuring system consisting of object of measurements (MO) and means of redundant measurements means (RMM) is considered. Classification of the given methods is resulted. Definitions are given concepts «линеаризация», "deformation", «system линеаризация and deformation» with philosophical and with metrological the points of view.

Is of interest for scientists, post-graduate students and metrologists.

Ключові слова: вимірювальна система, надлишкові вимірювання.

**Введение**

Все развитие науки метрологии до 80-90-х годов прошлого столетия было связано с созданием и использованием сенсорной аппаратуры с линейной функцией преобразования (ФП). Развиваемые в прошлом столетии прямые методы измерений во-первых, исчерпали все свои возможности по повышению точности измерений, а во-вторых, не обеспечивают получение достоверного результата измерений при нелинейной ФП сенсора<sup>1</sup> или измерительного канала (ИК) в целом.

Традиционно считалось, что измерение физических величин (ФВ) должно осуществляться при линейной ФП ИК. В противном случае разрабатывались и применялись всевозможные приемы и методы линеаризации нелинейной ФП сенсора или ИК в целом [1-3], что требовало существенных дополнительных затрат на линеаризацию. При этом остаточная нелинейность нормировалась и представлялась в процентах, как отношение погрешности нелинейности к максимальному значению выходной величины сенсора или ИК.

Всесторонне проблемы линеаризации характеристик нелинейных сенсоров и ИК средств измерений (СИ) в целом проанализированы, систематизированы и изложены в ранних работах автора [1-7].

В то же время создание полупроводниковых высокочувствительных сенсоров и биосенсоров с существенно нелинейной ФП обусловило необходимость разработки новых методов измерений ФВ. Проблема измерения и учета нелинейности ИК была решена в связи с созданием и развитием теории и методов избыточных измерений [8-12]. Данная теория описывает новую стратегию измерений ФВ и параметров сигналов любой физической природы при простых, сложных и составных нелинейных ФП ИК во всем диапазоне значений измеряемых ФВ.

Новая стратегия измерений состоит в измерительном преобразовании не одной (искомой) ФВ, а нескольких рядов ФВ, размеры которых связаны между собой по определенным правилам [8]. Это необходимо для получения дополнительной информации о состоянии измерительной системы (ИС) «ОИ – СИИ» (где ОИ – объект измерений, СИИ – средства избыточных измерений) в реальных условиях ее эксплуатации.

В методах избыточных измерений (МИИ) решается задача не линеаризации ФП ИК, а задача линеаризации и/или деформации виртуальной ФП всего СИИ (с временным разделением ИК), поскольку состояние ИС «ОИ – СИИ», описывается, в общем случае, системой нелинейных уравнений величин. Проблема системной линеаризации и/или деформации виртуальной ФП СИИ уже решена для ИС, ИК которых описываются одной из 18-ти базовых нелинейных ФП [7]. В то же время данная проблема по-прежнему остается актуальной в связи с дальнейшим развитием теории и методов ИИ для случаев, когда ФП ИК, описывается другими видами нелинейной ФП, которых насчитывается 9-10 тысяч.

Развитие теории и методов ИИ обусловило необходимость изучения и глубокого осмысления сущности системной линеаризации и/или деформации виртуальной ФП ИК с сенсорами или вторичными измерительными преобразователями (ИП), ФП которых

<sup>1</sup> если говорить о сенсоре, то имеется в виду, что ФП ИК без сенсора является линейной

описываются уравнениями алгебраического или трансцендентного типов, причем не только элементарными функциями, но и дробными, дробно-линейными, дробно-квадратичными, показательными-степенными, бинарно-показательными и другими.

В настоящей статье описываются алгоритмические (АЛ-) и функционально-алгоритмические (ФАЛ-) методы системной линеаризации и деформации виртуальной ФП ИС «ОИ – СИИ», проводится классификация этих методов.

#### **Объект и предмет исследований**

*Объектом исследований* являются процессы линеаризации и/или деформации виртуальной ФП ИС.

*Предметом исследований* является анализ сущности АЛ- и ФАЛ-методы системной линеаризации и/или деформации виртуальной ФП ИС, которые тесным образом связаны с методами создания информативной избыточности и методами решения систем нелинейных уравнений величин.

#### **Постановка задачи (цель статьи)**

Целью настоящей статьи является ознакомление ученых и специалистов в области метрологии и измерительной техники с сущностью и многообразием АЛ- и ФАЛ-методов системной линеаризации и/или деформации виртуальной ФП ИС.

#### **Полученные результаты**

##### **1. Философские аспекты, термины и определения**

Развитие теории и методов избыточных измерений привело к использованию таких понятий, как «системная линеаризация» и «системная деформация» [7].

Системная линеаризация и системная деформация – это фундаментальные частнонаучные категории, которые несут основную смысловую нагрузку фундаментальной теории избыточных измерений и непосредственно связаны с ее концептуальным содержанием. Данные категории фиксируют соответствующие классы знаний, этапы и факторы познавательного процесса избыточных измерений ФВ при нелинейных ФП ИК, поэтому они входят в систему управления знаниями<sup>2</sup> в данном случае о теории избыточных измерений.

Категории «системная линеаризация» и «системная деформация» являются производными от категорий «линеаризация» и «деформация», и отличаются от них практическими способами достижения системы целей и познания сущности явлений, причин и закономерностей их функционирования.

Дадим определения понятиям «линеаризация», «деформация», «несистемная линеаризация», «системная линеаризация» и «системная деформация» с позиций философии и метрологии, покажем существенные различия между ними.

##### *Несистемная линеаризация и деформация*

##### *Определение (с философской точки зрения)*

*Линеаризация* – это динамический процесс установления постоянных (неизменных) линейных причинно-следственных связей и отношений между объектами или составляющими его элементами в течение времени существования этих связей.

##### *Определение 1 (с метрологической точки зрения)*

*Линеаризация* – это динамический процесс установления линейной зависимости выходной ФВ от входной за счет использования разных методов и приемов дополнительной линеаризации характеристик функциональных блоков и элементов ИК с квазилинейной ФП до обеспечения линейной зависимости с заданной точностью и чувствительностью.

##### *Определение 1 (с метрологической точки зрения)*

*Несистемная линеаризация* – это динамический процесс, основанный на использовании конструктивно-технологических, схемотехнических и других методов и приемов линеаризации нелинейной ФП сенсора или ИК СИ.

##### *Определение 1 (с философской точки зрения)*

*Деформация* – это динамический процесс установления сложных по форме, но закономерных<sup>3</sup> по характеру, постоянных причинно-следственных связей и отношений между объектами или составляющими его элементами в течение времени их существования.

##### *Определение 2 (с метрологической точки зрения)*

*Деформация* – это динамический процесс установления (выделения) заданного вида нелинейной зависимости выходной ФВ от входной за счет использования разных методов и приемов дополнительной деформации характеристик функциональных блоков и элементов ИК с нелинейной ФП, близкой к требуемому виду, до обеспечения заданной нелинейной зависимости с заданной точностью и чувствительностью по ее составляющим.

##### *Системная линеаризация и деформация*

##### *Определение 1 (с философской точки зрения)*

*Системная линеаризация или деформация* – это динамический процесс изменения

<sup>2</sup> [http://www.cecsi.ru/coach/knowledge\\_management.html](http://www.cecsi.ru/coach/knowledge_management.html)

<sup>3</sup> но нелинейных

состояния физической или технической системы с известным видом причинно-следственной связи между независимой и зависимой переменными величинами путем таких закономерных воздействий на вход системы, при которых в виртуальном пространстве обеспечивается достижение линейной или нелинейной зависимости конечного результата от исследуемой причины.

*Определение 2* (с метрологической точки зрения)

*Системная линеаризация или деформация* – это совокупность физических и математических операций, действий и приемов в реальном и виртуальном пространствах, направленная на установление математической модели ИК ИС (с временным разделением каналов), описываемой нелинейным уравнением связи между величинами, создание информативной избыточности путем закономерного подбора рядов измеряемых ФВ по размерам с учетом вида нелинейной ФП ИК, формализованное описание состояния ИС «ОИ – СИИ» в дискретные моменты времени ИИ посредством описывающей данный процесс системы нелинейных уравнений величин, ее целенаправленного решения и получения линейной и/или нелинейной зависимости конечного результата от искомой ФВ, т.е. виртуальной ФП ИС.

## **2. Методы системной линеаризации и деформации виртуальной ФП СИИ и их классификация**

На сегодняшний день в теории измерений развиваются следующие научные направления: 1) несистемная линеаризация нелинейной ФП сенсора, вторичного измерительного преобразователя или ИК в целом; 2) системная линеаризация виртуальной ФП ИС «ОИ – СИИ» и 3) системная деформация виртуальной ФП ИС «ОИ – СИИ».

В ТИИ основное внимание уделяется развитию методов системной линеаризации и деформации виртуальной ФП СИИ. Первое направление связано с развитием АЛ-методов, а второе – ФАЛ-методов системной линеаризации или деформации виртуальной ФП СИИ при нелинейной ФП ИК. АЛ- и ФАЛ-методы системной линеаризации и/или деформации являются основой МИИ ФВ. Причем указанные методы системной линеаризации используются при создании МИИ ФВ и параметров сигналов разной физической природы и электрических цепей, а АЛ- и ФАЛ-методы системной деформации – при создании МИИ, обеспечивающих определение функционально измененных значений указанных ФВ и параметров. Это связано с тем, что ИИ обеспечивают высокоточное определение не только действительного значения  $\{x_i\}$  искомой ФВ  $x_i$ , но и функционально измененных значений, например,  $\{x_i\}^2$ ,  $\{x_i\}^3$ ,  $\ln\{x_i\}$  и других без непосредственного использования математических операций возведения в квадрат или в куб, операции логарифмирования и т.д.

В основу ФАЛ-методов системной линеаризации и/или деформации положены как нормированные изменения параметров линейной или/и нелинейной составляющих ФП ИК и входных величин, так и линейное и нелинейное преобразование входных или/и выходных величин сенсора в преобразованной системе координат.

Дадим определения АЛ- и ФАЛ-методам системной линеаризации и/или деформации виртуальной ФП ИС с позиции теории избыточных измерений (ТИИ).

*АЛ-методы линеаризации и/или деформации виртуальной ФП ИС* – это методы, основанные на:

определении существенных свойств ФП сенсора или ИК в целом с известным видом нелинейного уравнения связи между величинами, но с неизвестными по размерам параметрами ФП ИК;

анализе и выделении одной или нескольких характерных точек ( $\{x_i\} = 0$ ,  $\{x_i\} = 1$ ,  $\{x_i\} = x_0$  и др.) графика ФП ИК для корректного подбора рядов ФВ;

выборе рядов однородных ФВ, размеры которых составляют арифметическую или/и геометрическую прогрессию, или иные закономерные связи между размерами ФВ;

измерительном преобразовании ФВ (или измерении) при неизменных или нормировано измененных в заданных пределах размерах одного или нескольких параметров ФП преимущественно сенсора или вторичного измерительного преобразователя (ИП);

математическом описании процессов последовательного измерительного преобразования ФВ, условий и ограничений;

составлении математической модели состояния ИС «ОИ – СИИ» в виде системы конечного числа нелинейных уравнений величин;

решении ее относительно неизвестной входной величины и искомым параметрам нелинейной ФП ИК;

получении виртуальной ФП в виде линейного уравнения связи между входной величиной и образцовой, выходными величинами ИК и коэффициентами локальной линеаризации (КЛЛ)  $k_{Л1}, \dots, k_{Л4}$ , характеризующими кратность изменения размеров параметров ФВ и/или параметров ФП ИК.

*ФАЛ-методы линеаризации и/или деформации виртуальной ФП ИС* – это методы, основанные на определении существенных свойств нелинейной ФП ИК с известным видом

нелинейного уравнения связи между величинами, но с неизвестными значениями параметров ФП; анализе и выделении характерных точек ее графика (одной или нескольких) для корректного подбора ФВ;

на выборе рядов однородных ФВ, размеры которых составляют арифметическую или/и геометрическую прогрессии, или иные закономерности между размерами ФВ;

измерительном преобразовании ФВ (или измерении) при неизменных или нормировано измененных в заданных пределах размерах одного или нескольких параметров ФП преимущественно сенсора или вторичного ИП;

математическом описании процессов последовательного измерительного преобразования ФВ, условий и ограничений;

составлении математической модели состояния ИС «ОИ – СИИ» в виде системы нелинейных уравнений величин;

нелинейном преобразовании системы координат и системы нелинейных уравнений величин путем введения в них переменных (преобразованных величин), связанных с исходными через уравнения замены величин (см. таблицу);

решении полученной системы уравнений преобразованных величин относительно искомой величины;

обратном преобразовании переменных в исходную систему координат;

получении виртуальной ФП в виде линейного уравнения связи между входной величиной и образцовой, промежуточными выходными величинами ИК ( $y_{н1}, \dots, y_{нn}$ ) и коэффициентами, характеризующими кратность изменения размеров ФВ или параметров НФП.

Существенное различие между указанными методами линеаризации и/или деформации состоит в том, что если АЛ-методы предусматривают линейное преобразование системы координат (ее поворот и смещение вдоль осей координат), то ФАЛ-методы предусматривают как нелинейное преобразование системы координат, – за счет нелинейного преобразования масштаба по одной или по обеим осям координат, так и поворот и смещение нелинейной системы координат. После преобразования величин в нелинейной системе координат осуществляется обратное преобразование выведенного линейного уравнения преобразованных величин<sup>4</sup> и получение на его основе уравнений избыточных измерений в исходной системе координат.

*Классификация методов системной линеаризации и/или деформации виртуальной ФП СИИ* приведена на рис. 1. В ее основу положены следующие классификационные признаки: классы методов системной линеаризации и/или деформации; подклассы методов, объединяющие НФП по сложности; группы методов, объединяющие виды НФП; основополагающий процесс, положенный в основу системной линеаризации и/или деформации виртуальной ФП ИС; методы получения информативной избыточности; способ понижения степени нелинейности ФП ИК; способы преобразования системы координат; наличие обратных преобразований уравнений избыточных измерений; способ получения конечного результата линеаризации и/или деформации и вид виртуальной ФП; методы решения систем нелинейных уравнений величин.

По первому признаку все методы системной линеаризации и/или деформации виртуальной ФП ИС «ОИ – СИИ» могут быть разделены на два класса: АЛ-методы и ФАЛ-методы.

В зависимости от степени сложности ФП ИК различают подклассы АЛ- и ФАЛ-методов линеаризации и/или деформации виртуальной ФП, которые объединяют простые, сложные и составные ФП.

Подкласс АЛ-методов включает в себя группы методов системной линеаризации и/или деформации<sup>5</sup>, созданные при простых и некоторых сложных ФП ИК с неизвестными текущими значениями параметров, например, при линейной, параболической, гиперболической, дробной и дробно-линейной ФП. Каждый подкласс опирается на одну или несколько ФП (общего и частного видов). В частности, например, в подкласс АЛ-методов, входит группа методов системной линеаризации и/или деформации при дробно-линейной ФП и ее частных видов.

Подкласс ФАЛ-методов включает в себя группы методов системной линеаризации и/или деформации при сложных и составных ФП ИК с неизвестными текущими значениями параметров, описываемые алгебраическими и трансцендентными уравнениями величин.

По признаку «основополагающий процесс, положенный в основу системной линеаризации и/или деформации» АЛ- и ФАЛ-методов делятся на две большие группы методов системной линеаризации виртуальной ФП ИС:

методы системной линеаризации и/или деформации, основанные на разных способах создания и получения информативной избыточности;

методы системной линеаризации и/или деформации, основанные на использовании разных методов и приемов решения систем нелинейных уравнений величин.

Все методы и решения тесно переплетаются между собой и составляют всё многообразие методов системной линеаризации и деформации виртуальной ФП ИС «ОИ – СИИ».

<sup>4</sup> преобразованные величины – это ФВ, представленные через уравнения замены величин

<sup>5</sup> при линейной ФП деформация не осуществляется

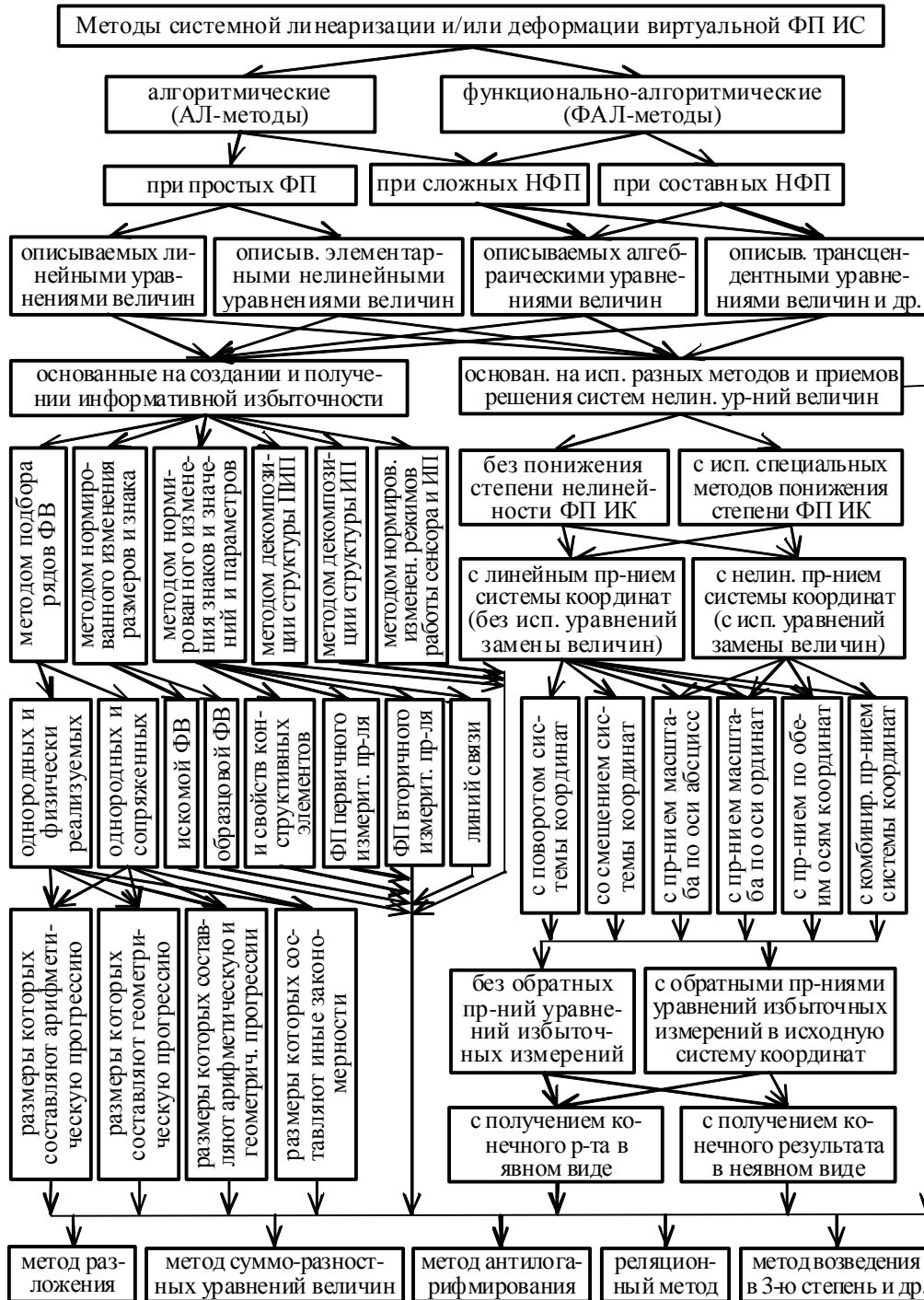


Рис. 1. Классификация методов системной линейризации виртуальной ФП СИИ

Вначале рассмотрим группы методов, основанные на создании и получении информативной избыточности. По данному признаку различают группы АЛ- и ФАЛ-методов, которые включают в себя подгруппы, в каждой из которых информативная избыточность достигается преимущественно (рис. 1):

- методом подбора рядов ФВ;
- методом нормированного изменения размеров (и знака) искомой и образцовой ФВ;
- методом нормированного изменения знака и значений параметров ЛС и/или НС ФП первичного и/или вторичного измерительных преобразователей (ИП), линии связи или свойств конструктивных элементов;
- методом декомпозиции структуры сенсора и/или ИП;
- методом нормированного изменения режима работы сенсора или ИП;
- комбинированием разных методов и подходов.

В методах подбора рядов ФВ используется два подхода: ряды составляют только однородные ФВ и ряды составляют однородные и сопряженные ФВ. При этом предполагается, что все подобранные ФВ практически реализуемы и обеспечивается высокоточное воспроизведение ФВ нулевого, единичного и других нормированных размеров и заданного



знака. При решении задач системной линеаризации и/или деформации виртуальной ФП ИС кроме сопряженных ФВ используются также ФВ, связанные между собой законами подобия Ньютона, Фрудта, Рейнольдса, Коши, Гука, Фурье, Пекле и др [7].

Особенностью методов подбора рядов ФВ, нормированного изменения размеров (и знака) искомой и образцовой ФВ, нормированного изменения знака и значений параметров линейной и/или нелинейной составляющих ФП первичного и/или вторичного ИП, линии связи или нормированного изменения свойств конструктивных элементов является воспроизведение и использование таких рядов ФВ, размеры которых составляют арифметическую и/или геометрическую прогрессии или иные закономерные связи.

При разработке каждого метода необходимо учитывать структурно-функциональные возможности сенсора (т.е. наличие или отсутствие возможности управления параметрами нелинейной ФП), возможности физической реализуемости операции сложения и вычитания, масштабирования (умножения и деления) однородных ФВ по размерам и т.д., а также возможности воспроизведения с заданной точностью КЛЛ и ФВ заданного размера.

При АЛ-методах, так и при ФАЛ-методах системной линеаризации виртуальной ФП ИС выбор рядов ФВ осуществляется также без привязки или с привязкой к характерной точке графика нелинейной ФП сенсора, соответствующей ФВ заданного размера  $\{x_0\}$ , или к точке графика, соответствующей ФВ, размер которой в известное число  $k_{л1}$  раз ( $k_{л1} \neq 1$ ) отличается от размера искомой ФВ  $x_i$  [7].

Отметим, что в ИИ для получения информативной избыточности широко используется принцип симметрии и квазисимметрии или условной симметрии. Принцип симметрии связан с использованием свойств симметрии нелинейной ФП сенсора, искомой или образцовой и инверсных им ФВ, основной и дополнительной (инверсной) линейной составляющих нелинейной ФП, бинарных приращений ФВ и симметричных нормированных направленных воздействий на параметры нелинейной ФП ИК. Как показали исследования [7], его использование обеспечивает минимизацию погрешности результата ИИ и повышение чувствительности в 2 раза. Использование принципа квазисимметрии связано с масштабированием ФВ, с формированием рядов ФВ на базе искомой и образцовой ФВ и несимметричных бинарных приращений  $\Delta x_{1i}$  и  $\Delta x_{2i} = k_{л1} \Delta x_{1i}$  и т.д.

Рассмотрим группы методы системной линеаризации и/или деформации, основанные на использовании разных путей, методов и приемов решения систем нелинейных уравнений величин. Данные группы методов делятся на подгруппы методов, использующие операции понижения степени нелинейности ФП ИК и не использующие их, т.е. без и с понижением степени нелинейности ФП ИК.

Необходимость понижения степени ФП ИК обусловлена тем, что в ряде случаев очень сложно и трудоемко решить систему нелинейных уравнений величин с высокой степенью нелинейности, например, при полиноме 4-й степени и выше. Для этого используют различные методы аппроксимации нелинейной ФП или специальные методы понижения степени нелинейности. В данном случае методы системной линеаризации и/или деформации отличаются между собой разными способами понижения степени нелинейности ФП ИК.

Практическое применение тех или иных методов аппроксимации связано с появлением соответствующей погрешности, значение которой необходимо учитывать при решении измерительной задачи.

К данным группам методов системной линеаризации и/или деформации относятся также подгруппы с преобразованием системы координат без изменения масштаба по осям координат и с преобразованием системы координат и с изменением масштаба по осям координат. При этом в АЛ-методах используется только линейное преобразование системы координат (смещение и поворот системы координат), а в ФАЛ-методах используется нелинейные преобразования масштаба по осям координат (с использованием «уравнений замены величин» (или уравнений замены функциональных связей между величинами)). В них предполагается не только поворот или смещение системы координат, но и нелинейные преобразования (изменение масштаба) по оси абсцисс или/и ординат, а также комбинированные нелинейные преобразования системы координат. Ниже, в таблице, по данным работы [7], приведены уравнения замены величин, основные уравнения физических величин в преобразованной системе координат и соответствующие уравнения числовых значений, используемые для преобразования линейной системы координат в нелинейную. Практическое применение уравнений замены величин нами описано в работах [13-24] и будет описано в последующих статьях по конкретным ФАЛ-методам системной линеаризации виртуальной ФП ИС.

Все группы АЛ- и ФАЛ-методов системной линеаризации или/и деформации виртуальной ФП ИС по признаку «наличие обратных преобразований уравнений избыточных измерений» или «уравнений преобразованных величин» включают в себя подгруппы методов без и с обратными преобразованиями уравнений избыточных измерений из нелинейной системы координат в исходную линейную систему координат.

**Аналитическое описание нелинейных преобразований по осям координат**

№ п/п	Виды функции преобразования по осям системы координат:	Аналитическая форма записи			
		Уравнения замены величин	Основное уравнение физических величин в преобразованной системе координат	Уравнения числовых значений	
1	2	3	4	5	
1	обратно пропорциональная	$X_i = x_i^0 / x_i$	$X_i = \frac{1}{\{x_i\}}[X]$	$\{X_i\} = \frac{1}{\{x_i\}}$	
	линейная	$Y_i = y_i$	$Y_i = y_i[Y]$	$\{Y_i\} = \{y_i\}$	
2	обратно пропорциональная с измененным в $k_1$ раз масштабом, где $k_1$ – коэффициент пропорциональности ( $k_1 \neq 1$ )	$X_i = k_1 / x_i$	$X_i = \frac{k_1}{\{x_i\}}[X]$	$\{X_i\} = \frac{k_1}{\{x_i\}}$	
	линейное (пропорциональное)	$Y_i = y_i$	$Y_i = y_i[Y]$	$\{Y_i\} = \{y_i\}$	
3	квадратичная	$X_i = x_i^2$	$X_i = \{x_i\}^2[X]$	$\{X_i\} = \{x_i\}^2$	
	линейная	$Y_i = y_i$	$Y_i = y_i[Y]$	$\{Y_i\} = \{y_i\}$	
4	ФП, выраженная через приращения натурального логарифма	$X_i = \Delta \ln x_i$	$X_i = \Delta \ln \{x_i\}[X]$	$\{X_i\} = \Delta \ln \{x_i\}$	
	линейная	$Y_i = y_i$	$Y_i = y_i[Y]$	$\{Y_i\} = \{y_i\}$	
5	ФП, выраженная через приращения десятичного логарифма	$X_i = \Delta \lg x_i$	$X_i = \Delta \lg \{x_i\}[X]$	$\{X_i\} = \Delta \lg \{x_i\}$	
	линейная	$Y_i = y_i$	$Y_i = y_i[Y]$	$\{Y_i\} = \{y_i\}$	
6	дробно-линейная ФП, (реляционная прямая)	$X_i = \frac{x_i - x_0}{y_i - y_0}$	$X_i = \frac{\{x_i\} - \{x_0\}}{\{y_i\} - \{y_0\}}[X]$	$\{X_i\} = \frac{\{x_i\} - \{x_0\}}{\{y_i\} - \{y_0\}}$	
	линейная	$Y_i = y_i$	$Y_i = y_i[Y]$	$\{Y_i\} = \{y_i\}$	
7	дробно-линейная ФП, (реляционная обратная)	$X_i = \frac{y_i - y_0}{x_i - x_0}$	$X_i = \frac{\{y_i\} - \{y_0\}}{\{x_i\} - \{x_0\}}[X]$	$\{X_i\} = \frac{\{y_i\} - \{y_0\}}{\{x_i\} - \{x_0\}}$	
	линейная	$Y_i = y_i$	$Y_i = y_i[Y]$	$\{Y_i\} = \{y_i\}$	
8	ФП, выраженная иной зависимостью	$X_i = f(x_i, y_i)$	$X_i = \{f(x_i, y_i)\}[X]$	$\{X_i\} = \{f(x_i, y_i)\}$	
	линейная	$Y_i = y_i$	$Y_i = y_i[Y]$	$\{Y_i\} = \{y_i\}$	
1	без преобразований по оси абсцисс	обратно пропорциональная	$Y_i = y_i^0 / y_i$	$Y_i = \frac{1}{\{y_i\}}[Y]$	$\{Y_i\} = \frac{1}{\{y_i\}}$
		линейная	$X_i = x_i$	$X_i = x_i[X]$	$\{X_i\} = \{x_i\}$
2	обратно пропорциональная с измененным в $k_1$ раз масштабом, где $k_1$ – коэффициент пропорциональности ( $k_1 \neq 1$ )	линейное (пропорциональное)	$Y_i = k_1 / y_i$	$Y_i = \frac{k_1}{\{y_i\}}[Y]$	$\{Y_i\} = \frac{k_1}{\{y_i\}}$
		квадратичная	$X_i = x_i$	$X_i = x_i[X]$	$\{X_i\} = \{x_i\}$
3	линейная	квадратичная	$Y_i = y_i^2$	$Y_i = \{y_i\}^2[Y]$	$\{Y_i\} = \{y_i\}^2$
		линейная	$X_i = x_i$	$X_i = x_i[X]$	$\{X_i\} = \{x_i\}$
4	ФП, выраженная через приращения натурального логарифма	линейная	$Y_i = \Delta \ln y_i$	$Y_i = \Delta \ln \{y_i\}[Y]$	$\{Y_i\} = \Delta \ln \{y_i\}$
		линейная	$X_i = x_i$	$X_i = x_i[X]$	$\{X_i\} = \{x_i\}$
5	ФП, выраженная через приращения десятичного логарифма	линейная	$Y_i = \Delta \lg y_i$	$Y_i = \Delta \lg \{y_i\}[Y]$	$\{Y_i\} = \Delta \lg \{y_i\}$
		линейная	$X_i = x_i$	$X_i = x_i[X]$	$\{X_i\} = \{x_i\}$

1	2	3	4	5
6	дробно-линейная ФП, (реляционная прямая)	$Y_i = \frac{y_i - y_0}{x_i - x_0}$	$Y_i = \frac{\{y_i\} - \{y_0\}}{\{x_i\} - \{x_0\}} [Y]$	$\{Y_i\} = \frac{\{y_i\} - \{y_0\}}{\{x_i\} - \{x_0\}}$
	линейная	$X_i = x_i$	$X_i = x_i [X]$	$\{X_i\} = \{x_i\}$
7	дробно-линейная ФП, (реляционная обратная)	$Y_i = \frac{y_i - y_0}{x_i - x_0}$	$Y_i = \frac{\{x_i\} - \{x_0\}}{\{y_i\} - \{y_0\}} [Y]$	$\{Y_i\} = \frac{\{x_i\} - \{x_0\}}{\{y_i\} - \{y_0\}}$
	линейная	$X_i = x_i$	$X_i = x_i [X]$	$\{X_i\} = \{x_i\}$
8	ФП, выраженная иной зависимостью	$Y_i = f(x_i, y_i)$	$Y_i = \{f(x_i, y_i)\} [Y]$	$\{Y_i\} = \{f(x_i, y_i)\}$
	линейная	$X_i = x_i$	$X_i = x_i [X]$	$\{X_i\} = \{x_i\}$
1	логарифмическая с десятичным основанием	$Y_i = \lg y_i$	$Y_i = \lg \{y_i\} [Y]$	$\{Y_i\} = \lg \{y_i\}$
	логарифмическая с десятичным основанием	$X_i = \lg x_i$	$X_i = \lg \{x_i\} [X]$	$\{X_i\} = \lg \{x_i\}$
2	логарифмическая с основанием e	$Y_i = \ln y_i$	$Y_i = \ln \{y_i\} [Y]$	$\{Y_i\} = \ln \{y_i\}$
	логарифмическая с основанием e	$X_i = \ln x_i$	$X_i = \ln \{x_i\} [X]$	$\{X_i\} = \ln \{x_i\}$
3	ФП, выраженная через приращения натурального логарифма	$Y_i = \Delta \ln y_i$	$Y_i = \Delta \ln \{y_i\} [Y]$	$\{Y_i\} = \Delta \ln \{y_i\}$
	ФП, выраженная через приращения натурального логарифма	$X_i = \Delta \ln x_i$	$X_i = \Delta \ln \{x_i\} [X]$	$\{X_i\} = \Delta \ln \{x_i\}$
4	ФП, выраженная через приращения десятичного логарифма	$Y_i = \Delta \lg y_i$	$Y_i = \Delta \lg \{y_i\} [Y]$	$\{Y_i\} = \Delta \lg \{y_i\}$
	ФП, выраженная через приращения десятичного логарифма	$X_i = \Delta \lg x_i$	$X_i = \Delta \lg \{x_i\} [X]$	$\{X_i\} = \Delta \lg \{x_i\}$
5	дробно-линейная ФП, (прямая реляционная зависимость)	$Y_i = \frac{y_i - y_0}{x_i - x_0}$	$Y_i = \frac{\{y_i\} - \{y_0\}}{\{x_i\} - \{x_0\}} [Y]$	$\{Y_i\} = \frac{\{y_i\} - \{y_0\}}{\{x_i\} - \{x_0\}}$
	дробно-линейная ФП, (прямая реляционная зависимость)	$X_i = \frac{x_i - x_0}{y_i - y_0}$	$X_i = \frac{\{x_i\} - \{x_0\}}{\{y_i\} - \{y_0\}} [X]$	$\{X_i\} = \frac{\{x_i\} - \{x_0\}}{\{y_i\} - \{y_0\}}$
6	дробно-линейная ФП, (обратная реляционная зависимость)	$Y_i = \frac{x_i - x_0}{y_i - y_0}$	$Y_i = \frac{\{x_i\} - \{x_0\}}{\{y_i\} - \{y_0\}} [Y]$	$\{Y_i\} = \frac{\{x_i\} - \{x_0\}}{\{y_i\} - \{y_0\}}$
	дробно-линейная ФП, (обратная реляционная зависимость)	$X_i = \frac{x_i - x_0}{y_i - y_0}$	$X_i = \frac{\{y_i\} - \{y_0\}}{\{x_i\} - \{x_0\}} [X]$	$\{X_i\} = \frac{\{y_i\} - \{y_0\}}{\{x_i\} - \{x_0\}}$
7	ФП, выраженная одной зависимостью по оси ординат	$Y_i = f_1(x_i, y_i)$	$Y_i = \{f_1(x_i, y_i)\} [Y]$	$\{Y_i\} = \{f_1(x_i, y_i)\}$
	ФП, выраженная другой зависимостью по оси абсцисс	$X_i = f_2(x_i, y_i)$	$X_i = \{f_2(x_i, y_i)\} [X]$	$\{X_i\} = \{f_2(x_i, y_i)\}$

По способу получения конечного результата различают подгруппы АЛ- и ФАЛ-методов с получением результата (уравнения избыточных измерений) в явном или в неявном виде. Все определяется сложностью решения систем нелинейных уравнений величин.

И, наконец, по своей индивидуальности, выделяют АЛ- и ФАЛ-методы, основанные на использовании индивидуальных методов решения систем нелинейных уравнений величин и имеющие собственные наименования, например, метод разложения, метод суммо-разностных уравнений величин, метод антилогарифмирования или потенцирования, реляционный метод, метод квадрирования, метод возведения в третью степень суммы и разности ФВ и другие (рис. 1), обеспечивающие системную линеаризацию и/или деформацию виртуальной ФП ИС.

Приведенная классификация дает наглядное представление об индивидуальных (отличительных) и общих признаках методов системной линеаризации и/или деформации виртуальной ФП ИС, об их связях и отношениях.

### Выводы

Показано, что при избыточных измерениях решается задача не линеаризации функции преобразования измерительного канала, а задача линеаризации и/или деформации виртуальной функции преобразования измерительной системы «ОИ – СИИ».

Впервые даны определения частнонаучным философским категориям «линеаризация», «деформация», «системная линеаризация и деформация». Это расширяет наши представления о

фундаментальности теории избыточных измерений и обогащает систему знаний о ней.

Констатируется, что в теории измерений наряду с методами несистемной линеаризации нелинейной функции преобразования сенсора или измерительного канала в целом ИК развиваются новейшие алгоритмические и функционально-алгоритмические методы системной линеаризации и деформации виртуальной функции преобразования измерительной системы. Даны развернутые определения этим методам.

В результате анализа и обобщения разработанных нами методов системной линеаризации и деформации виртуальной функции преобразования измерительной системы при простых, сложных и составных нелинейных функций преобразования сенсора или измерительного канала в целом выделены существенные отличительные признаки, разработана и описана классификация данных методов.

Разработанная укрупненная классификация устанавливает общность и индивидуальность описанных алгоритмических и функционально-алгоритмических методов линеаризации и деформации виртуальной функции преобразования измерительной системы. Она дает возможность правильного выбора того или иного способа преобразования системы координат, способа получения избыточности, выбора уравнений замены величин и т.д. для корректного решения частных задач линеаризации и деформации виртуальной функции преобразования измерительной системы «ОИ – СИИ», а следовательно, и задач избыточных измерений физических величин.

Полученные результаты обогатили теорию избыточных измерений, позволили по-новому взглянуть на проблему линеаризации и деформации в целом, определить нетрадиционные пути ее решения в частных проявлениях нелинейности, предложить новые подходы и методы решения прикладных задач автоматического исключения систематических погрешностей для наиболее часто встречающихся нелинейных функций преобразования измерительного канала.

Создана система знаний и обобщенных научных положений о тех ветвях теории избыточных измерений, которые связаны с математическим моделированием и разработкой методов избыточных измерений, обеспечивающих высокоточное определение действительного значения искомой физической величины или его функционально измененного значения, а также значений параметров нелинейной функции преобразования измерительного канала.

### Литература

1. Методы и средства линеаризации градуировочных характеристик датчиков и средств измерений. Часть 1. Схемотехнические методы линеаризации характеристик параметрических датчиков, классификация методов линеаризации градуировочных характеристик средств измерений, параметрические методы линеаризации / Кондратов В.Т. – Киев, 1998. – 43 с. (Препр./ НАН Украины, Ин-т кибернетики им. В.М. Глушкова; 98-12).
2. Методы и средства линеаризации градуировочных характеристик датчиков и средств измерений. Часть 2. Структурно-параметрические, структурные и структурно-алгоритмические методы линеаризации градуировочных характеристик датчиков и средств измерений / Кондратов В.Т. – Киев, 1998. – 48 с. (Препр./ НАН Украины, Ин-т кибернетики им. В.М. Глушкова; 98-13).
3. Методы и средства линеаризации градуировочных характеристик датчиков и средств измерений. Часть 3. Методы аппроксимации характеристик, методы образцовых мер, итерационные и тестовые методы / Кондратов В.Т. – Киев, 1998. – 54 с. (Препр. / НАН Украины, Ин-т кибернетики им. В.М. Глушкова; 98-15).
4. Кондратов В.Т. Проблемы линеаризации нелинейной модельной функции преобразования физических величин / Труды междунар. науч. – техн. конф. "Компьютерные технологии в промышленности", п. Песчаное, 4-6 октября 1994. – К.: УДЭНТЗ. – 1994. – С. 72.
5. Кондратов В.Т. Методы линеаризации градуировочных характеристик измерительных средств и систем КИТ // Труды 1-й науч. – практ. конф. "Контрольно-испытательная техника промышленных изделий и их сертификация" (СКИТ-97). – К.: ДАЛПУ. – 1997. – С. 7-11.
6. Кондратов В.Т. Классификация методов линеаризации градуировочных характеристик средств измерений // Труды Ин-та электродинамики НАНУ: Сб. науч. тр. – К.: ИЭД НАН Украины, 1999. – Вып. № 1. – С. 114-123.
7. Кондратов В.Т. Основы теории автоматической коррекции систематических погрешностей измерения физических величин при нестабильной и нелинейной функции преобразования сенсора", Дис... докт. техн. наук, Киев, 2001. Т. 1, 501 с.
8. Кондратов В.Т. Новая стратегия измерений // Законодательная и прикладная метрология. – 2008. – № 3. – С. 101-121.
9. Кондратов В.Т. Теория избыточных измерений // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2005. – № 1. – С. 7-24.
10. Кондратов В.Т. Теория избыточных измерений /В сб. докладов международной научно-технической конференции „Метрологическое обеспечение измерительных систем“. Под ред. А.А.Данилова. – Пенза, 2005. – С.191-210.
11. Кондратов В.Т. Математические модели избыточных измерений I-го, II-го и III-го

родов / Научные труды X-й Юбилейной Международной научно-технической конференции „Фундаментальные и прикладные проблемы приборостроения, информатики и экономики”. Книга „Приборостроение”. – М.: МГУ ПИ, 2007. – С. 134-143.

12. Кондратов В.Т. Фундаментальная теория избыточных измерений: особенности и обобщенная структура // Законодательная и прикладная метрология. – 2009. – № 4. – С. 15-30.

13. Кондратов В.Т. Автоматическая коррекция систематических погрешностей измерения яркости при степенной функции преобразования фотоэлектрического преобразователя. Часть 1. Теоретические и практические проблемы измерения яркости. Линеаризация общей функции преобразования и вывод уравнения избыточных измерений яркости // Праці Ін-ту електродинаміки НАН України. Електротехніка: Зб. наук. пр. – Київ: ІЕД НАН України, 1999. – С. 246-251.

14. Kondratov V.T., Mikhalevich V.S., Palagin A.V., Skripnik Yu.A. Correction of the Systematic Errors Introduced by Semiconductor Sensors of the Physical Quantities // Proc. of the Third International Symposium on Measurement and Control in Robotics. AMMA-Via Vela 17 – Torino, Italy. September 21-24, 1993.

15. Kondratov V.T., Skripnik Yu.A. Error correction in nonlinear transducers // Proc. of the Fourth International Symposium on Measurement and Control in Robotics (ISMCR'95). Smolenice Castle, Slovakia. June 12-16, 1995.

16. Kondratov V.T. Error correction in the nonlinear function case // Proc. of the 3rd France-Japan Congress & 1st Europe-Asia Congress, Besancon, France, 1996.

17. Kondratov V.T. Correcting the errors in physical quantity measurement and transduction // International Workshop on ADC MODELLING: Proc. International Symposium. Smolenica Castle, Slovak Republic, May 7-9, 1996. – P.251-256.

18. Kondratov V.T. The problem error correction under the nonlinear model sensor transfer function // Proc. 6th International Symposium on “Measurement and Control in Robotics /ISMCR'96/. Brussels, Belgium, 1996.

19. Kondratov V.T. The Systematic Error Correction in Measurement Transduction of the Physical Quantities  $x$ ,  $x^2$  and  $x^3$  // Proc. Of the Joint Conference: “ IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference & IMEKO Technical Committee 7” / IMTC / 96 /. Brussels, Belgium, 1996.

20. Kondratov V.T. New Correction Method of the Nonlinear Errors // New Measurement and Calibration Methods of Electrical Quantities and Instruments (8th TC-4 Symposium): Proc. of the International Symposium on Budapest, Hungary, September, 16-17, 1996. – P. 35-39.

21. Кондратов В.Т. Алгоритмы коррекции погрешностей нелинейных измерительных преобразователей // Новые технологии, материалы, оборудование (исследования, разработки, внедрение): Первые международные академические чтения. (Посвящаются памяти М.П.Носова), Киев, 21-23 ноября 1995. – Донецк: ДРО УТА, 1996. – С. 42-50.

22. Кондратов В.Т. Повышение точности измерений физических величин направленного действия при степенной функции преобразования датчика // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. Електроенергетика: Зб. наук. пр. – Київ: ІЕД НАН України, 1999. – 250 с.

23. Кондратов В.Т. Особенности коррекции систематических погрешностей при показательной функции преобразования датчика // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, № 1, 1999. – С. 150-156.

24. Кондратов В.Т. Классификация функционально-алгоритмических методов линеаризации градуировочных характеристик нелинейных датчиков // Перспективні засоби обчислювальної техніки та інформатики. Праці Інституту кібернетики НАН України, 1999. – С. 57-63.

Надійшла до редакції  
16.11.2009 р.

УДК 621.317.7

О.П. СИНИЦКИЙ, М.А. НААВГУСТ, О.В. ДАЦЕНКО, А.Н. ГАВРИЛЮК

Национальный технический университет Украины "КПИ"

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ УЛУЧШЕНИЯ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОННЫХ ВАТТМЕТРОВ

В статье детально проанализирована погрешность от собственного потребления мощности входными цепями электронных ваттметров. Предложено схемное решение, которое позволяет устранить эту погрешность и одновременно расширить частотный диапазон прибора.

This article provides a detailed analysis of the error of their own consumption of power input circuits of electronic wattmeter. Is suggested circuitry solution that eliminates this error and simultaneously expand the frequency range of the device.

Ключові слова: похибка, ваттметр.

### Введение

Среди всего многообразия электрических измерений в технологических процессах, при проведении научных исследований важное значение имеет измерение электрической мощности. Непрерывный процесс повышения метрологических характеристик средств измерительной техники продолжается и в настоящее время. И в унисон этому процессу, в промышленности и в научных организациях, являются востребованные все более точные и чувствительные средства измерения мощности, работающие в широком динамическом и частотном диапазонах. Область частот, в которой должен работать ваттметр, оказывает сильное влияние на конструкцию и схемотехнику прибора. В этом плане все ваттметры, находящиеся сейчас в эксплуатации, можно разбить на три группы: 1) для области постоянных токов и промышленных частот; 2) для области звуковых и средних частот; 3) для области высоких и сверхвысоких частот.

Материалы статьи посвящены в основном электронным ваттметрам второй группы, но могут найти применение и для некоторых приборов первой группы. Такие ваттметры особенно необходимы для проведения исследований и для контроля технологических процессов в весьма слаботочных цепях при определении потерь холостого хода трансформаторов, мощности потребления микродвигателей, диэлектрических потерь конденсаторов, потерь в изоляции силовых кабелей и трансформаторов, определении добротности катушек индуктивности и дросселей, потерь в сердечниках из феррита, альсифера и других высококачественных магнитных материалов, а также потерь в образцах из различных листовых магнитомягких материалов (электротехнические стали, специальные сплавы) и т. д.

**Объект исследований** – процесс разработки высокочувствительных электронных ваттметров, предназначенных для работы в диапазоне частот, ориентировочно, от 20 Гц до 100 кГц.

**Предмет исследований** – процесс взаимодействия высокочувствительных измерителей проходящей мощности с объектом измерения, анализ этого взаимодействия и поиск путей улучшения метрологических характеристик.

**Целью работы** является разработка и анализ схемных решений для высокочувствительных, в том числе и малокосинусных, электронных ваттметров позволяющих устранить погрешность от потребления мощности входными цепями прибора.

Выпускаемые ранее в нашей стране на киевском заводе «Точэлектроприбор» серийно электронные высокочувствительные ваттметры Ф530 и Ф585, а также подобные приборы, выпускаемые в мире, имеют следующие обобщенные пределы по напряжению от 10 мВ до 300 В и по току от 0,01 мА до 1А. Для таких ваттметров нормирующие значения по мощности представлены в таблице 1 в ваттах.

Таблица 1

Нормирующие значения ваттметра (мощность в ваттах)

$U_H, В$	100	10	1	0,1	0,01
1000	100	10	1	0,1	0,01
100	10	1	0,1	0,01	0,001
10	1	0,1	0,01	0,001	0,001
1	0,1	0,01	0,001	0,0001	0,00001
0,1	0,01	0,001	0,0001	0,00001	0,000001

Таким образом, ваттметры такого типа при номинальном  $\cos j = 1$  имеют пределы измерения по мощности от 100 нВт до 100 Вт.

Сопrotивление параллельной цепи в большинстве случаев составляет 100 кОм. Если уменьшить это сопротивление, то возрастет погрешность от собственного потребления мощности

входними цепями, а если увеличивать, то погрешность от собственного потребления уменьшается, но возрастет погрешность от неидентичности фазовых сдвигов в цепях напряжения и тока при измерении частоты на которой производится измерение мощности. Поэтому будем проводить анализ погрешностей в ваттметрах имеющих параллельная цепь подключается вышеуказанные пределы по напряжению и по току и  $R_{вх} = 100 \text{ кОм}$ . Сопротивление последовательной цепи у таких ваттметров изменяется в пределах 0,001...100 Ом путем переключения шунтов в зависимости от значения тока нагрузки, у которой измеряется потребляемая мощность.

Существует два основных способа включения ваттметров при измерении мощности:

- непосредственно к нагрузке и напряжение на ней равно напряжению на нагрузке. Но в этом случае через последовательную цепь будет протекать ток нагрузки и ток параллельной цепи;

- последовательная цепь подключается так, что через нее протекает только ток нагрузки, но когда к параллельной цепи будет приложена сумма напряжений: напряжение на нагрузке и падение напряжения на последовательной цепи.

При любом из этих включений возникает погрешность от потребления мощности входными цепями ваттметра, так как в результате измерения, полученный путем перемножения тока и напряжения, в один из сомножителей дополнительно войдет либо значение тока параллельной цепи, либо значение падения напряжения на последовательной цепи.

Рассмотрим подробнее, как возникает такая погрешность в электронных ваттметрах. Обязательными элементами электронных ваттметров являются переключаемые делители напряжения и шунты, т.к. практически все ваттметры являются многопредельными. Исходя из ранее изложенного, существуют две основные схемы построения входных цепей электронных ваттметров.

Первый вариант соединения входных цепей электронных ваттметров, при котором ток параллельной цепи будет проходить, через последовательную цепь приведен на рисунке 1.

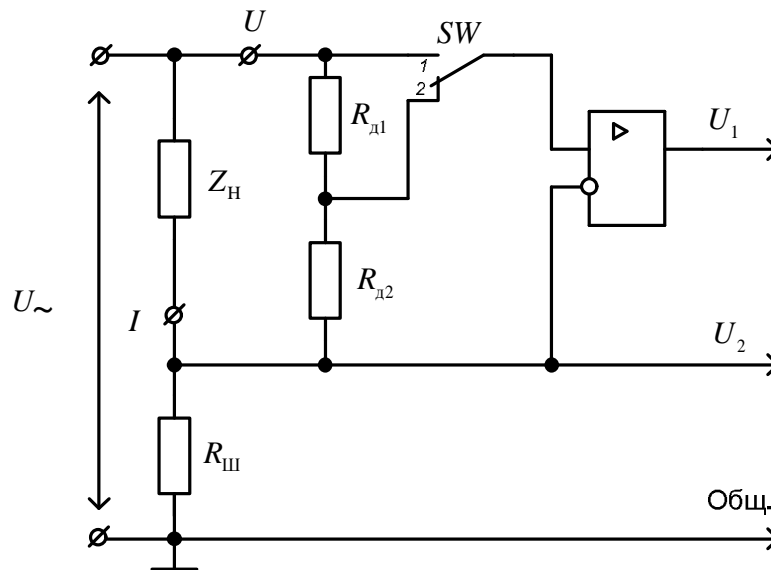


Рис. 1. Эквивалентная схема первого варианта входных цепей ваттметра.

Напряжение на выходе вычитающего усилителя при  $k_U = 1$  по обоим входах будет:

$$U_1 = k_d \cdot U_H + I_H \cdot R_{ш} + I_{вх} \cdot R_{ш} - I_H \cdot R_{ш} - I_{вх} \cdot R_{ш} = k_d \cdot U_H, \quad (1)$$

где  $k_d$  – коэффициент деления делителя напряжения  $R_{д1}, R_{д2}$ ;  $U_H$  – напряжение на нагрузке  $Z_H$ ;

$I_H$  – ток нагрузки  $Z_H$ ;  $I_{вх}$  – ток через делитель напряжения и вход усилителя.

На выходе преобразователя ток – напряжение:

$$U_2 = I_H \cdot R_{ш} + I_{вх} \cdot R_{ш}. \quad (2)$$

Показания ваттметра будут равны:

$$\begin{aligned} P_{изм} &= k \cdot U_1 \cdot U_2 = k \cdot k_d \cdot U_H \cdot (I_H \cdot R_{ш} + I_{вх} \cdot R_{ш}) = \\ &= k \cdot k_d \cdot U_H \cdot I_H \cdot R_{ш} + k \cdot k_d \cdot U_H \cdot I_{вх} \cdot R_{ш} = k_1 \cdot P_H + k_1 \cdot P_{вх}, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $k, k_1$  – коэффициенты преобразования соответствующих блоков ваттметра;  $P_H$  –

мощность, потребляемая нагрузкой;  $P_{\text{ВХ}}$  – мощность, потребляемая входными цепями.

Абсолютная погрешность будет равна:

$$\Delta P_{\text{ВХ}} = P_{\text{изм}} - k_1 \cdot P_{\text{Н}} = k \cdot k_{\text{д}} \cdot U_{\text{Н}} \cdot I_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{Ш}}. \quad (4)$$

Относительная погрешность от собственного потребления мощности входными цепями ваттметра:

$$d_{\text{ВХ}} = \frac{\Delta P_{\text{ВХ}}}{k \cdot P_{\text{Н}}} \cdot 100\% = \frac{k \cdot k_{\text{д}} \cdot U_{\text{Н}} \cdot I_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{Ш}}}{k \cdot k_{\text{д}} \cdot U_{\text{Н}} \cdot I_{\text{Н}} \cdot R_{\text{Ш}}} \cdot 100\% = \frac{I_{\text{ВХ}}}{I_{\text{Н}}} \cdot 100\%. \quad (5)$$

Здесь  $I_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{Н}}}{R_{\text{ВХ}}}$ , где

$$R_{\text{ВХ}} = 100 \text{ кОм}. \quad (6)$$

Значения относительных погрешностей от собственного потребления мощности входными цепями ваттметра  $d_{\text{ВХ}}$  представлены в таблице 2:

Таблица 2

**Значения относительных погрешностей от собственного потребления мощности входными цепями ваттметра в процентах**

$U_{\text{Н}}, \text{В}$	100	10	1	0,1	0,01
$I_{\text{Н}}, \text{мА}$					
1000	$10^{-1}$	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$
100	1	$10^{-1}$	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-4}$
10	10	1	$10^{-1}$	$10^{-2}$	$10^{-3}$
1	100	10	1	$10^{-1}$	$10^{-2}$
0,1	1000	100	10	1	$10^{-1}$
0,01	10000	1000	100	10	1

Из приведенной таблицы видно, что при сочетаниях номинальных значений напряжений и токов, которые отмечены темным цветом, значения относительных погрешностей в процентах недопустимо большие и пользоваться здесь ваттметром невозможно.

Второй вариант соединения входных цепей электронных ваттметров, при котором к параллельной цепи будет приложена сумма напряжений: падение напряжения на последовательной цепи и напряжения на нагрузке приведен на рисунке 2.

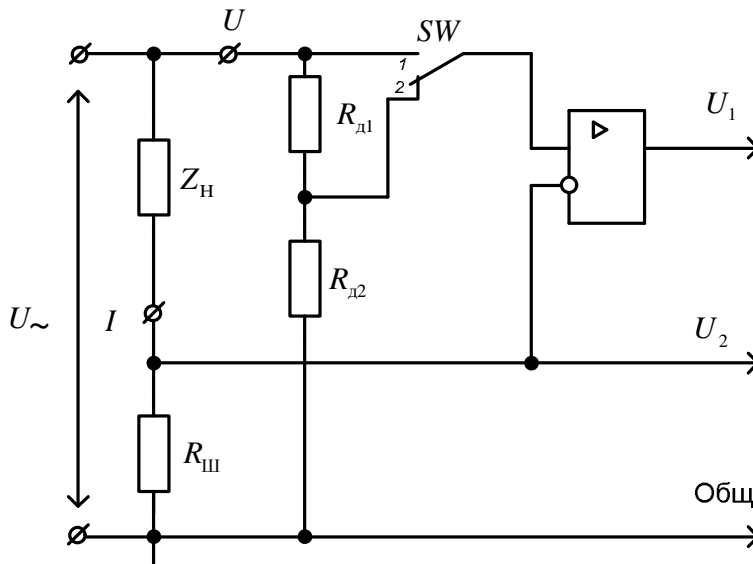


Рис. 2. Эквивалентная схема второго варианта входных цепей ваттметра

Напряжение на выходе вычитающего усилителя при  $k_U = 1$  по обоим входам будет:

$$U_1 = k_{\text{д}} \cdot (U_{\text{Н}} + I_{\text{Н}} \cdot R_{\text{Ш}}) - I_{\text{Н}} \cdot R_{\text{Ш}}. \quad (7)$$

Это выражение записано для условия, что входное сопротивление усилителя достаточно большое.



Напряжение на выходе преобразователя ток-напряжение при условии, что входное сопротивление усилителя достаточно большое:

$$U_2 = I_H \cdot R_{Ш}. \quad (8)$$

Показания ваттметра будут равны:

$$\begin{aligned} P_{изм} &= k \cdot U_1 \cdot U_2 = k \cdot (k_D \cdot (U_H + I_H \cdot R_{Ш}) - I_H \cdot R_{Ш}) \cdot I_H \cdot R_{Ш} = \\ &= k \cdot (k_D \cdot U_H + k_D \cdot I_H \cdot R_{Ш}) - I_H \cdot R_{Ш} \cdot I_H \cdot R_{Ш} = k \cdot k_D \cdot U_H \cdot I_H \cdot R_{Ш} + k \cdot (k_D - 1) \cdot I_H^2 \cdot R_{Ш}^2 = \\ &= k_1 \cdot P_H + k_1 \cdot P_{ВХ}, \end{aligned} \quad (9)$$

где  $P_{ВХ}$  – мощность, потребляемая входными цепями при втором варианте схемы.

Абсолютная погрешность будет равна:

$$\Delta P_{ВХ} = P_{изм} - k_1 \cdot P_H = k \cdot (k_D - 1) \cdot I_H^2 \cdot R_{Ш}^2. \quad (10)$$

Относительная погрешность от собственного потребления мощности входными цепями ваттметра:

$$d_{ВХ} = \frac{\Delta P_{ВХ}}{k_1 \cdot P_H} \cdot 100\% = \frac{(k_1 - 1)}{k_D} \cdot \frac{I_H \cdot R_{Ш}}{U_H} \cdot 100\%. \quad (11)$$

Произведение,  $I_H \cdot R_{Ш}$  представляющее собой напряжение, снимаемое с шунта, и при номинальном значении токов в данных схемах всегда равно наименьшему номинальному значению напряжения. В нашем случае это напряжение будет равно 0,01 В.

Значения относительных погрешностей от собственного потребления мощности входными цепями ваттметра  $d_{ВХ}$  представлены в таблице 3:

Таблица 3

**Значения относительных погрешностей от собственного потребления мощности входными цепями ваттметра, для второго варианта схемы, в процентах**

$U_H, В$ $I_H, мА$	100	10	1	0,1	0,01
1000	99,99	99,9	99	90	0
100	99,99	99,9	99	90	0
10	99,99	99,9	99	90	0
1	99,99	99,9	99	90	0
0,1	99,99	99,9	99	90	0
0,01	99,99	99,9	99	90	0

Из-за больших погрешностей от собственного потребления мощности вторая схема в таком решении не подходит для построения входных цепей электронных ваттметров.

Для устранения погрешности от собственного потребления мощности предлагается схема, в которой происходит выделение погрешности от собственного потребления и подачи ее в противофазе в цепь, содержащую измеряемую мощность и эту погрешность. Такое схемное решение позволяет одновременно расширить частотный диапазон измеряемой величины, т.к. параллельную цепь ваттметра можно сделать не столь высокоомной, но более широкополосной, а последовательную цепь сделать более высокоомную, что также увеличит ее широкополосность, особенно на больших по значению пределах по току. Входные цепи ваттметра могут быть построены по схеме, представленной на рисунке 3.

Напряжение, снимаемое с делителя  $R_{д1}R_{д2}$  равно:

$$U_d = k_D \cdot (U_H + I_H \cdot R_{Ш}). \quad (12)$$

Это напряжение поступает на один вход вычитающего усилителя, на второй вход которого поступает напряжение с шунта  $R_{Ш}$ , прошедшее через делитель напряжения ДН, с коэффициентом деления  $m$ :

$$U_3 = k_D \cdot I_H \cdot R_{Ш}. \quad (13)$$

В результате на выходе вычитающего усилителя будет напряжение:

$$U_1 = k_D \cdot U_H.$$

Напряжение, снимаемое с шунта будет равно:

$$U_2 = I_H \cdot R_{Ш}.$$

Показания ваттметра будут равны:

$$P_{\text{изм}} = k \cdot U_1 \cdot U_2 = k \cdot k_{\text{д}} \cdot U_{\text{н}} \cdot I_{\text{н}} \cdot R_{\text{ш}} = k_1 \cdot P_{\text{н}}.$$

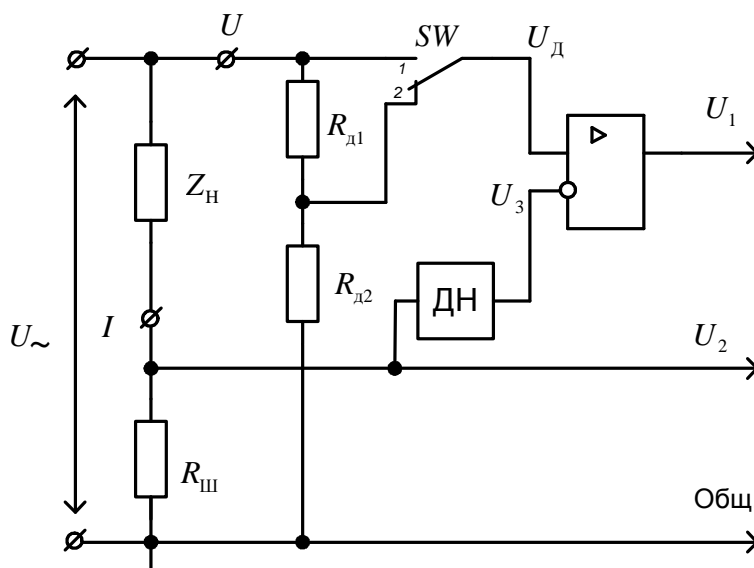


Рис. 3. Эквивалентная схема входных цепей ваттметра с коррекцией погрешности.

Таким образом, ваттметр будет показывать только мощность, потребляемую нагрузкой и в его показаниях, будет отсутствовать мощность, потребляемая его входными цепями.

Для четкой работы схемы коррекции погрешности необходимо, чтобы коэффициент деления делителя напряжения ДН был равен коэффициенту деления делителя  $R_{\text{д1}} R_{\text{д2}}$ .

#### Выводы

Установлено, что в процессе анализа погрешностей от взаимодействия электронных ваттметров при использовании общепринятых схемных решений, имеется область сочетаний токов и напряжений нагрузки, потребляемая мощность которой измеряется, при которых возникает значительная погрешность от потребления мощности входными цепями прибора. Эта погрешность может достигать настолько больших значений, тысячи процентов (см. Таблица 2), что применение данного ваттметра, при указанных сочетаниях напряжения и тока нагрузки, становится невозможным.

Предложенная схема построения входных цепей электронного высокочувствительного ваттметра позволяет устранить погрешность от собственного потребления мощности ваттметром, и одновременно расширить частотный диапазон прибора.

#### Литература

1. Основи метрології та вимірювальної техніки: Підручник: У 2т./ М. Дорожовець, В. Мотало, Б. Стадник та інш.; за ред. Б. Стадника. – Львів: Видавництво НУ "Львівська політехніка", 2005.
2. Синицкий О.П. Исследование и разработка цифровых малокосинусных ваттметров с коррекцией погрешностей: Автореф. дис. канд. техн. наук: 05.246 – Электроизмерительная техника/Киев: КПИ.1973. – 38с.

Надійшла до редакції  
2.11.2009 р.

УДК 648.28: 519.242

С.А. КАРВАН, О.А. ПАРАСКА, В.М. ХРЯЩЕВСЬКИЙ

Хмельницький національний університет

## ЗАСТОСУВАННЯ І АНАЛІЗ МАТЕМАТИЧНОГО ПЛАНУВАННЯ ЕКСПЕРИМЕНТУ ДЛЯ РОЗРОБКИ ОПТИМАЛЬНИХ СКЛАДІВ МИЙНИХ КОМПОЗИЦІЙ

Одержано оптимальний склад мийної композиції для підвищення ефективності хімічного чищення текстильних матеріалів на основі аналізу рівнянь регресії при реалізації повного факторного експерименту і плану Бокса. Розроблена композиція характеризується високою мийною і антиресорбційною здатностями і антистатичною дією.

Optimum washing composition is got for the increase of efficiency of dry-cleaners of textile materials on the basis of analysis of regression equalizations during realization of complete factor experiment and plan of Boks. The developed composition is characterized by high washing and antiresorbational capabilities and anti-static action.

Ключові слова: математичне планування експерименту, рівняння регресії, поверхнево-активні речовини, мийна здатність.

### Вступ

Удосконалення технології хімічного чищення може відбуватися шляхом застосування спеціальних активаторів (посилювачів, засобів для попереднього зачищення) для підвищення мийної і антиресорбційної дії органічних розчинників. В якості активуючих добавок застосовують: поверхнево-активні речовини (ПАР), співрозчинники (низькомолекулярні речовини: спирти, альдегіди та інші органічні сполуки), воду. При цьому основна роль в посиленні мийної дії розчинників відводиться ПАР.

### Постановка проблеми дослідження

На відміну від водного середовища (прання), де ПАР використовують для зниження поверхневого натягу і покращення змочування забрудненої поверхні, органічні розчинники практично миттєво змочують волокна, тому потрібно чітко визначити, які функції повинні виконувати ПАР в неводному середовищі. За теорією П.А.Ребіндера [1] мийна здатність ПАР визначається двома основними факторами: їх поверхневою активністю і поверхневою міцністю їх плівок у водному середовищі, які в свою чергу залежать від колоїдності (ступеня дисперсності) мийної речовини в розчині і описуються кривими з максимумом. Ці два фактори є ініціаторами мийної дії ПАР, в основному, на двох перших стадіях мийного процесу: при змочуванні матеріалу мийним розчином і адсорбції компонентів мийного розчину на поверхні матеріалу і забруднень. На нашу думку, лімітуючою і найбільш тривалою є третя стадія мийного процесу, а саме відокремлення забруднень від матеріалу. Це свідчить про те, що ПАР повинні володіти достатньою сольобілізуючою, емульгувальною і диспергувальною здатностями. Ми вважаємо, що врахування саме цих трьох властивостей ПАР повинно стати пріоритетним при виборі їх в якості детергентів. Одержати ефективний мийний засіб з високою мийною здатністю можливо трьома методами:

Використання ефективної ПАР з комплексом всіх необхідних властивостей, яку можна одержати спрямованим синтезом або модифікацією.

Розробка композиції – суміші ПАР з можливим синергетичним ефектом, в якій кожний компонент буде проявляти свої специфічні властивості змочувальника, сольобілізатора, емульгатора, диспергатора.

Покращення специфічних властивостей ПАР і підвищення їх мийної здатності за рахунок використання різних добавок (не поверхнево-активних) неорганічної і органічної природи (електролітів, спиртів та ін.).

Оскільки попередні дослідження фізико-хімічних і технологічних властивостей різних класів ПАР [2] показали, що неможливо вибрати одну ПАР, яка мала би всі необхідні характеристики, властиві детергенту, то вирішено було для посилення мийної здатності органічних розчинників розробити композицію з використанням найбільш ефективних ПАР. На основі визначених фізико-хімічних і практичних показників ефективності ПАР для розробки рецептури мийної композиції обрано три ПАР, які виявилися найбільш ефективними:

- фібро-текс 25 є основною мийною речовиною;
- синтанол ДС-10 – диспергатор і сольобілізатор;
- фосфоксит-7 – сольобілізатор і емульгатор.

Найбільшу поверхневу активність (зниження поверхневого натягу в присутності ПАР  $\Delta\sigma = 45,55$  мН/м) і змочувальну здатність (зміна косинуса кута змочування поверхні в присутності ПАР  $\Delta\cos\theta = 0,8052$ ) показав фібро-текс 25. Також ця речовина характеризується достатньою диспергувальною ( $\Delta\sigma / \text{ККМ} = 227,75$ , де ККМ – критична концентрація

міцелоутворення ПАР) і емульгувальною (етанольний індекс  $E.I.=16,2$ ) діями. Але фібро-текс 25 показав невелику сольобілізійну дію по відношенню до барвника Судану III і бензолу. Оскільки фібро-текс 25 являє собою суміш двох ПАР: неіоногенного неолу АФ (гідрофільно-ліпофільний баланс  $ГЛБ=8$ ) і метилових етерів карбонових кислот рослинної олії, то ця текстильно-допоміжна речовина характеризується невисоким показником гідрофобності (водне число  $В.Ч.=11$ ), що в свою чергу призводить до зниження розчинності в міцеллах маслорозчинного барвника і неполярного бензолу.

Синтанол ДС-10 має середні показники поверхневої активності ( $\Delta\sigma=25,75$  мН/м) і змочувальних властивостей ( $\Delta\cos\theta=0,6264$ ) і характеризується достатньою диспергувальною здатністю ( $\Delta\sigma/ККМ=234,09$ ). Також синтанол ДС-10 є ефективним сольобілізатором і емульгатором ( $В.Ч.=26,5$ ,  $E.I.=11$ ,  $ГЛБ=12$ ), що можна пояснити хімічним складом цієї ПАР, яка представляє собою моноалкілові естери поліетиленгліколя на основі первинних жирних спиртів загальною формулою  $C_nH_{2n+1}O(C_2H_4O)_mH$ , де кількість атомів Карбону у карбоновому ланцюгу складає  $n=10-18$ , а кількість оксиетильованих ланок  $m=8-10$ . Відомо [3], що полярність неіоногенних ПАР на основі етилену залежить від співвідношення довжини неполярного карбонового ланцюга і полярної частини ПАР, якою є оксиетильовані групи. Вже при ступені оксиетильовання  $m=5$  довжина оксиетильованого ланцюга більше карбонового радикалу, що містить 12 атомів Карбону. Оскільки в молекулі синтанолу ДС-10 співвідношення  $n:m \approx 2:1$ , то ця ПАР добре розчиняється у воді і неполярному розчиннику перхлоретилені (ПХЕ), а довжина карбонового ланцюга надає синтанолу ДС-10 гідрофобності.

Ще більше гідрофобні властивості виражені у аніоноактивного фосфокситу-7 (триетаноламінна сіль алкілфенілетоксифосфату), який є ефективним сольобілізатором і емульгатором ( $В.Ч.=34$ ,  $E.I.=12$ ). Ця речовина добре розчиняється в ПХЕ, сольобілізує найбільшу кількість води в середовищі органічних розчинників і може стабілізувати мікроемульсії.

Перераховані ПАР характеризуються маленьким значенням ККМ, що дозволить використати їх в менших кількостях, а також невисокими піноутворювальними властивостями: середньою висотою піни і її невеликою стійкістю, що слід врахувати, оскільки при хімічному чищенні, на відміну від прання, відсутнє полоскання виробів.

#### Мета дослідження

Метою наукової роботи стало дослідження і аналіз методів математичного планування експерименту для визначення оптимального складу мийної композиції на основі ПАР для видалення забруднень з текстильних матеріалів в процесі хімічного чищення.

#### Об'єкти і методи дослідження

З метою об'єктивної оцінки процесу миття виробів застосовували модельні зразки, які забруднювали комплексним забруднювачем на основі жирових і нерозчинних речовин, оскільки вони найважче видаляються при митті. Для цього зразки з вовняної і поліефірної тканин обробляли забруднювачем, який містив: керосину 100 мл, мастила веретенного 2 г, пігменту чорного 0,2 г. Обробку проводили протягом 5 хв. при перемішуванні. Потім зразки віджимали і висушували при кімнатній температурі протягом доби. Рівномірно забруднені зразки відмивали в розчинах композицій в ПХЕ і визначали коефіцієнт відбиття вихідних, забруднених і відмитих зразків.

Мийну здатність визначали за різними формулами [4]: Кубелкі-Мунка ( $MS_1$ , %), Менха-Кауфмана ( $MS_2$ , %), Д.Жужки через залишкову забрудненість після миття ( $MS_3$ , %), через додаткову оптичну густину (ДОГ), що одержується за рахунок залишків забруднень ( $MS_4$ ).

Для визначення кількісного складу мийної композиції використали методи оптимізації із застосуванням математичної статистики, а саме – методи математичного планування експерименту. При цьому були сформульовані наступні завдання оптимізації:

- 1) На основі спеціально організованого і проведеного активного експерименту та обробки його результатів побудувати цільові функції як залежності параметрів оптимізації від факторів.
- 2) Визначити оптимум цільових функцій при умові дотримання певних обмежень, тобто визначити масові частки компонентів в композиції для досягнення максимального мийного ефекту, якщо їх значення належать одній області (1).
- 3) Провести інтерпретацію математичних моделей, тобто вияснити вплив кожного фактора на параметри оптимізації.
- 4) Вирішити задачу екстраполяції, тобто вияснити можливість застосування математичних моделей за межами експериментально досліджуваних значень факторів і встановити можливість прогнозування властивостей композиції.
- 5) Вирішити компромісну задачу оптимізації системи з чотирьох і восьми моделей (для вовняних і поліефірних тканин) (1).

$$\begin{aligned}
 Y &= f(X_1, X_2, X_3) \rightarrow opt \\
 MS_1 &= f(X_1, X_2, X_3) \rightarrow \max, MS_1 < 100 \\
 MS_2 &= f(X_1, X_2, X_3) \rightarrow \max, MS_2 < 100 \\
 MS_3 &= f(X_1, X_2, X_3) \rightarrow \min, MS_3 < 100 \\
 MS_4 &= f(X_1, X_2, X_3) \rightarrow \min, MS_4 > 0 \\
 X_1, X_2, X_3 &\in \Omega
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

**Результати дослідження та їх обговорення**

Відповідно до поставлених завдань на першому етапі провели дослідження мийної дії композицій і одержали рівняння регресій при реалізації повного факторного експерименту (ПФЕ)  $2^3$  і плану Бокса  $B_3$  [5,6].

План ПФЕ  $2^3$  є не тільки ортогональним і ротатабельним – він оптимальний у широкому сенсі, тобто відповідає D-, A-, E-, G-оптимальності. План Бокса  $B_3$  з центральною точкою має гарні характеристики і є композиційним до ПФЕ  $2^3$  – до вершин куба добавлені 6 точок у центрі граней. Ефективність плану  $B_3$  можна оцінити за критеріями оптимальності: при кількості дослідів  $N=15$   $e_N=1,5$ ,  $e_D=0,99$ ,  $e_A=0,97$ ,  $e_E=0,78$ ,  $e_Q=0,95$ ; максимальний коефіцієнт кореляції  $\rho_{\max}\{b\}=\rho\{b_0b_{ii}\}=0,38$ ; максимальна дисперсія оцінки коефіцієнта  $S_{\max}\{b\}=S\{b_{ii}\}=0,63$  (крім  $S\{b_0\}$ ) [6]. Отже, при невеликій кількості факторів ( $k \leq 4$ ) цей план вважається одним з кращих планів з точки зору близькості до D-оптимальності і числа експериментальних точок.

Як основний критерій оцінки ефективності мийних композицій (функції відклику, параметри оптимізації) використовували мийну здатність ( $MS_1, MS_2, MS_3, MS_4$ ). Ці формули найчастіше застосовують для визначення мийної дії речовин, тому теоретичний і практичний інтерес представляє дослідити вплив цих характеристик на оптимальний склад мийної композиції.

Для того, щоб зменшити вплив неконтрольованих факторів, що повільно змінюються з часом, порядок дослідів було рандомізовано.

В кожному досліді проводили два паралельних вимірювання. Розрахунок коефіцієнтів регресій та оцінку їх значимості проводили за стандартними методиками з використанням прикладних програм EXCEL 2003 і MATHCAD 2001 [5,6].

Приблизний вміст кожного компонента в композиції обирали на основі аналізу і рекомендацій щодо складів посилювачів, які застосовуються при хімічному чищенні виробів [4,7] (табл. 1).

Таблиця 1

**Значення факторів в кодованих і натуральних величинах**

Компонент суміші	Фактор	Рівні варіювання			Інтервал варіювання
		-1	0	+1	
Масова частка фібро-тексту 25	$X_1$	0,10	0,20	0,30	0,10
Масова частка синтанолу ДС-10	$X_2$	0,05	0,10	0,15	0,05
Масова частка фосфокситу-7	$X_3$	0,03	0,05	0,07	0,02

Для покращення розчинення композицій в ПХЕ застосовували суміш співрозчинників: циклогексанолу і ізопропанолу у співвідношенні 2: 1, яку додавали до одержання 100 г готової суміші.

Результати експериментів обробляли за спеціальною програмою і для кожної тканини отримали моделі другого порядку типу  $MS_i = f(X_1, X_2, X_3)$ , коефіцієнти яких наведені в таблицях 3, 4, значимі коефіцієнти підкреслені.

Статистичний аналіз рівнянь регресій показав, що всі моделі адекватні, і коефіцієнти значимі з 95 %-ною вірогідністю, тому їх можна застосовувати в практичних цілях, а саме для вирішення задач інтерполяції, екстраполяції і оптимізації.

**Матриця планування експерименту і результати дослідів для вовняної тканини**

План	№ д ос- ліду	План експерименту			$MS_1$		$MS_2$		$MS_3$		$MS_4$	
		$X_1$	$X_2$	$X_3$	$Y_1$	$Y_2$	$Y_1$	$Y_2$	$Y_1$	$Y_2$	$Y_1$	$Y_2$
$B_3$	1	+1	+1	+1	62,39	66,32	25,29	26,14	57,73	59,09	0,374	0,388
	2	+1	+1	-1	47,73	45,98	13,33	13,99	70,91	68,18	0,536	0,497
	3	+1	-1	+1	68,02	63,32	29,74	27,03	54,55	55,45	0,342	0,351
	4	-1	+1	+1	74,88	67,25	32,96	28,24	54,55	56,36	0,342	0,360
	5	-1	-1	-1	53,27	56,67	19,43	22,16	61,82	59,09	0,418	0,388
	6	-1	-1	+1	76,98	65,35	37,93	29,61	49,09	52,73	0,293	0,325
	7	-1	+1	-1	57,46	56,61	23,93	21,18	56,36	60,91	0,360	0,408
	8	+1	-1	-1	23,50	-5,87	6,47	-1,16	70,91	79,09	0,536	0,680
	9	+1	0	0	50,22	57,55	17,86	22,75	62,73	58,64	0,429	0,383
План	10	-1	0	0	48,70	67,44	18,52	28,32	60,00	56,36	0,398	0,360
	11	0	+1	0	56,55	68,36	19,73	28,74	63,64	56,36	0,439	0,360
	12	0	-1	0	64,28	72,96	25,29	30,80	59,09	56,36	0,388	0,360
	13	0	0	+1	70,14	46,92	31,92	14,29	52,73	68,18	0,325	0,497
	14	0	0	-1	51,42	58,17	16,57	21,30	66,36	61,82	0,473	0,418
	15	0	0	0	62,66	59,54	25,15	20,81	58,18	63,64	0,379	0,439

Таблиця 3

**Коефіцієнти неповних квадратичних рівнянь регресій за ПФЕ 2<sup>3</sup>**

Коефі- цієнти	Вовняна тканина				Поліефірна тканина			
	$MS_1$	$MS_2$	$MS_3$	$MS_4$	$MS_1$	$MS_2$	$MS_3$	$MS_4$
$b_0$	<u>54,991</u>	<u>22,267</u>	<u>60,426</u>	<u>0,4126</u>	<u>22,112</u>	<u>4,929</u>	<u>77,713</u>	<u>0,6574</u>
$b_1$	<u>-8,568</u>	<u>-4,662</u>	<u>4,063</u>	<u>0,0506</u>	<u>10,551</u>	<u>2,301</u>	-0,656	-0,0152
$b_2$	<u>4,834</u>	0,865	0,085	-0,0043	-2,570	-0,383	0,089	0,0012
$b_3$	<u>13,072</u>	<u>7,351</u>	<u>-5,483</u>	<u>-0,0654</u>	6,249	1,646	<u>-1,950</u>	<u>-0,0382</u>
$b_{12}$	4,345	1,218	-0,597	-0,0100	5,272	1,476	<u>-1,862</u>	<u>-0,0347</u>
$b_{13}$	<u>5,517</u>	<u>2,095</u>	<u>-2,301</u>	<u>-0,0338</u>	0,724	0,109	1,064	0,0209
$b_{23}$	<u>-5,190</u>	<u>-2,326</u>	<u>1,903</u>	0,02332	0,005	-0,277	0,745	0,0129
$b_{123}$	4,649	-1,094	0,313	0,0080	-2,955	-0,291	-0,319	-0,031

Таблиця 4

**Коефіцієнти повних квадратичних рівнянь регресій за планом  $B_3$**

Коефі- цієнти	Вовняна тканина				Поліефірна тканина			
	$MS_1$	$MS_2$	$MS_3$	$MS_4$	$MS_1$	$MS_2$	$MS_3$	$MS_4$
$b_0$	<u>61,450</u>	<u>23,262</u>	<u>60,313</u>	<u>0,4010</u>	<u>10,622</u>	<u>2,306</u>	<u>78,052</u>	<u>0,6600</u>
$b_1$	<u>-7,273</u>	<u>-4,041</u>	<u>3,500</u>	<u>0,0432</u>	<u>7,838</u>	<u>1,720</u>	-0,660	-0,0151
$b_2$	<u>3,251</u>	0,311	0,295	-0,0009	-0,133	0,157	-0,131	0,0029
$b_3$	<u>10,831</u>	<u>6,298</u>	<u>-4,750</u>	<u>-0,0558</u>	3,991	1,128	<u>-1,638</u>	<u>-0,0322</u>
$b_{12}$	<u>4,345</u>	1,218	-0,597	-0,0100	5,272	<u>1,476</u>	<u>-1,862</u>	<u>-0,0347</u>
$b_{13}$	<u>5,517</u>	<u>2,095</u>	<u>-2,301</u>	<u>-0,0338</u>	0,724	0,109	<u>1,064</u>	<u>0,0209</u>
$b_{23}$	<u>-5,190</u>	<u>-2,326</u>	<u>1,903</u>	<u>0,02332</u>	0,005	-0,277	0,745	0,0129
$b_{11}$	-5,561	-1,469	-0,732	-0,0060	2,937	0,745	0,059	0,0040
$b_{22}$	3,999	2,805	-1,301	-0,0120	<u>13,295</u>	<u>3,015</u>	-1,022	-0,0190
$b_{33}$	-4,876	-2,313	2,109	0,0300	-4,888	-1,175	0,768	0,0160

Аналізуючи рівняння регресій, можна зробити наступні висновки:

1) Оскільки квадратичні ефекти в усіх моделях для вовняної тканини виявилися незначимими, то для аналізу можна застосувати неповне квадратичне рівняння регресії за ПФЕ

$2^3$ , що дає можливість істотно зменшити кількість дослідів. При цьому ефекти парної взаємодії  $b_{12}$ ,  $b_{13}$ ,  $b_{23}$  однакові для двох планів. Оскільки значення ефектів парної взаємодії співрозмірні із значеннями лінійних коефіцієнтів рівнянь регресії, але менші за  $b_0$ , то можна говорити про те, що може спостерігатися деякий синергетичний ефект суміші ПАР: фібро-тексту 25 і синтанолу ДС-10, а також фібро-тексту 25 і фосфокситу-7 (значення  $b_{12} > 0$  і  $b_{13} > 0$  для  $MS_1$  і  $MS_2$ ,  $b_{12} < 0$  і  $b_{13} < 0$  для  $MS_3$  і  $MS_4$ ). В той же час враховуючи значення коефіцієнту  $b_{23}$ , можна припустити антагонізм при застосуванні синтанолу ДС-10 і фосфокситу-7. Ефект потрібної взаємодії виявився незначимим в усіх моделях, що свідчить про складний і неоднозначний характер сумісної дії факторів.

2) Обробка результатів дослідження хімічного чищення поліефірної тканини показала, що більше значимих коефіцієнтів в повній квадратичній моделі, причому у випадку  $MS_1$  і  $MS_2$  в рівнянні значимим виявився квадратичний ефект  $b_{22}$ . Тому для аналізу результатів дослідження обробки поліефірної тканини потрібно використовувати рівняння регресії другого порядку. В цілому це вказує на більш складний процес хімічного чищення поліефірних текстильних матеріалів, що пов'язано з їх гідрофобністю.

3) В повних і неповних квадратичних рівняннях регресії для поліефірної тканини спостерігаються розбіжності при визначенні значимих лінійних коефіцієнтів моделей (табл. 4): при використанні формул Кубелкі-Мунка  $MS_1$  і Менха-Кауфмана  $MS_2$  значимими виявилися коефіцієнти  $b_1$ , а при розрахунку за формулами Жужки  $MS_3$  і ДОГ  $MS_4$  – коефіцієнти  $b_3$ . Це може бути пов'язано з тим, що в рівняннях Д.Жужки і при розрахунку ДОГ не враховується коефіцієнт відбиття забрудненої тканини. Хоча зразки поліефірної тканини повинні забруднюватися однаково, на практиці забруднення нерівномірно розподіляються по матеріалу внаслідок його сильної гідрофобності. Крім того, після відмивання поліефірних зразків у деяких випадках спостерігається поява плямистості внаслідок ресорбції забруднень на поверхні матеріалу з мийного розчину, що ускладнює вимірювання коефіцієнтів відбиття.

4) Однозначно оцінити вплив фактору  $X_1$  на мийну здатність композиції важко, оскільки присутність фібро-тексту 25 в композиції по-різному впливає на відмивання вовняних і поліефірних тканин (коефіцієнти  $b_1$ ,  $b_{12}$ ,  $b_{13}$ ).

5) Значення коефіцієнтів  $b_3$  і  $b_{13}$  в рівняннях регресії ( $b_3 > 0$  для  $MS_1$ ,  $MS_2$ ;  $b_3 < 0$  для  $MS_3$ ,  $MS_4$ ) вказує на позитивний вплив фосфокситу-7 на мийну здатність композиції при хімічному чищенні вовняних матеріалів. Враховуючи, що коефіцієнти  $b_3$  мають набагато більше значення, ніж інші коефіцієнти рівнянь квадратичних регресій, то можна стверджувати, що найбільш ефективною ПАР в композиції є саме фосфоксит-7, хоча апріорі відомо, що фібро-текст 25 за своїми колоїдно-хімічними властивостями перевищує фосфоксит-7.

6) Оскільки лінійні коефіцієнти  $b_2$  в рівняннях регресії для вовняних матеріалів виявилися незначимим в розрахованих математичних моделях (крім одного випадку), то застосування синтанолу ДС-10 в дослідженому інтервалі концентрацій може бути не виправдано. Коефіцієнти взаємодії  $b_{23}$  значимі в квадратичних рівняннях, але їх знак ( $b_{23} < 0$  для  $MS_1$  і  $MS_2$ ,  $b_{23} > 0$  для  $MS_3$  і  $MS_4$ ) вказує на те, що концентрацію одного з компонентів треба зменшувати, і оптимального співвідношення концентрацій ПАР можна досягнути на деякій відстані від центру плану. Оскільки фактор  $X_3$  (фосфоксит-7) має позитивний вплив на мийну здатність композиції, то зменшувати потрібно концентрацію синтанолу ДС-10.

Пошук оптимального складу мийної композиції проводили двома методами:

1) графічною оптимізацією по параметрах за рівняннями регресії і побудовою проєкцій перерізів відповідних поверхонь відклику функцій при фіксованих значеннях факторів;

2) за допомогою вбудованих функцій визначення максимуму *maximize* і мінімуму *minimize* в *MATHCAD*.

При цьому визначення проводили в інтервалі значень факторів  $-1 < X_i < +1$  (за матрицею планування) і  $-1,9 < X_i < +1,9$  для екстраполяції даних і прогнозування властивостей композиції.

Для реалізації першого метода пошуку оптимальних значень факторів зафіксуємо значення  $X_2$  на нижчому рівні плану (-1) і отримаємо рівняння, на основі яких можна побудувати поверхні, які відповідають функціям відклику. Виходячи з проведеного аналізу математичних моделей, для вовняних тканин будемо застосовувати неповні квадратичні рівняння регресії, а для поліефірних – повні рівняння регресії другого порядку.

Для вовняних матеріалів одержуємо рівняння регресій при  $X_2 = -1$ :

$$MS_1 = 50,157 - 8,568 \cdot X_1 + 18,262 \cdot X_3 + 5,517 \cdot X_1 \cdot X_3 \quad (2)$$

$$MS_2 = 22,267 - 4,662 \cdot X_1 + 9,677 \cdot X_3 + 2,095 \cdot X_1 \cdot X_3 \quad (3)$$

$$MS_3 = 60,426 + 4,063 \cdot X_1 - 7,386 \cdot X_3 - 2,301 \cdot X_1 \cdot X_3 \quad (4)$$

$$MS_4 = 0,4126 + 0,0506 \cdot X_1 - 0,0654 \cdot X_3 - 0,0338 \cdot X_1 \cdot X_3 \quad (5)$$

Для поліефірних матеріалів одержуємо рівняння регресій при  $X_2 = -1$ :

$$MS_1 = 23,917 + 7,838 \cdot X_1 \quad (6)$$

$$MS_2 = 5,321 + 0,244 \cdot X_1 \quad (7)$$

$$MS_3 = 78,052 + 1,862 \cdot X_1 - 1,638 \cdot X_3 + 1,064 \cdot X_1 \cdot X_3 \quad (8)$$

$$MS_4 = 0,660 + 0,0347 \cdot X_1 - 0,0322 \cdot X_3 + 0,0209 \cdot X_1 \cdot X_3 \quad (9)$$

Поверхні відклику мають однаковий вигляд для рівнянь регресій (2)- (5) і (8), (9) і являють собою гіперболічний параболоїд (рис. 1). Для поліефірних тканин рівняння регресії (6) і (7) є лінійними і залежать тільки від одного фактору  $X_1$ .

Графічна оптимізація по декількох параметрах [5] полягає в суміщенні проєкцій перерізів декількох поверхонь на одному малюнку і наступному виборі області значень факторів, оптимальної по всіх параметрах. Для цього побудовані проєкції перерізів поверхонь відклику функцій (рис. 2), на яких виділені області оптимальних значень факторів для досягнення найбільшої мийної здатності композиції в інтервалі значень факторів  $-1 < X_i < +1$  і  $-1,9 < X_i < +1,9$ .

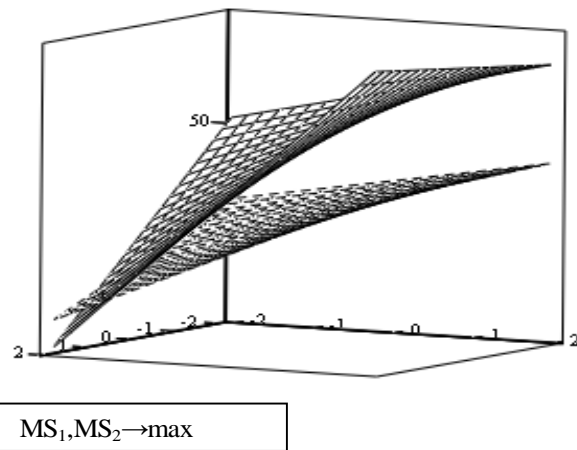


Рис. 1. Геометричний образ поверхні відклику за рівняннями регресії (2) і (3)

Аналіз графіків показав, що при використанні формул визначення мийної здатності  $MS_2$  для вовни і  $MS_3$ ,  $MS_4$  для поліефіру спостерігається однакова тенденція в змінах значень факторів при визначенні максимумів і мінімумів функцій в досліджуваних інтервалах значень  $X_i$ . У випадку застосування формул визначення  $MS_1$ ,  $MS_3$ ,  $MS_4$  для вовни відбувається зміна напрямку визначення оптимальних значень функцій, що пов'язано з характером і поведінкою функцій. Зміна оптимальних значень факторів і їх знаків вказує на те, що при розширенні інтервалів варіювання факторів від  $-1,9$  до  $+1,9$  може змінюватися рівняння регресії, яке описує досліджуваний процес, і в цьому випадку його не рекомендують застосовувати для вирішення задач екстраполяції. Тому для прогнозування властивостей мийної композиції за межами досліджуваних інтервалів варіювання факторів  $X_i$  можна застосовувати рівняння (3), (8), (9).

Розрахунок в MATHCAD також показав (табл. 5), що залежно від обраного інтервалу пошуку значень факторів, при яких функції відклику  $MS_i$  мають оптимальні значення, змінюються не тільки значення  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$ , а і їх знак (в кодованому вигляді), що позначено в табл. 5 жирним шрифтом.

Оскільки при визначенні максимумів і мінімумів функцій значення факторів  $X_i$  співпадають в межах досліджуваного інтервалу варіювання  $-1 < X_i < +1$ , то оптимальним можна вважати склад суміші ПАР, що відповідає вмісту синтанолу ДС-10  $X_2 = -1$  (0,05), фібро-тексу 25  $X_1 = -1$  (0,1) і фосфокситу-7  $X_3 = +1$  (0,07).

Отже, в результаті оптимізації отримали оптимальний склад універсальної композиції, яку можна застосовувати для чищення як чистововняних так і змішаних тканин. Оптимальний склад композиції наступний (мас. %) [8]:

- фібро-текс 25 – 10,0;
- синтанол ДС-10 – 5,0;
- фосфоксит-7 – 7,0;
- співрозчинники – до 100.



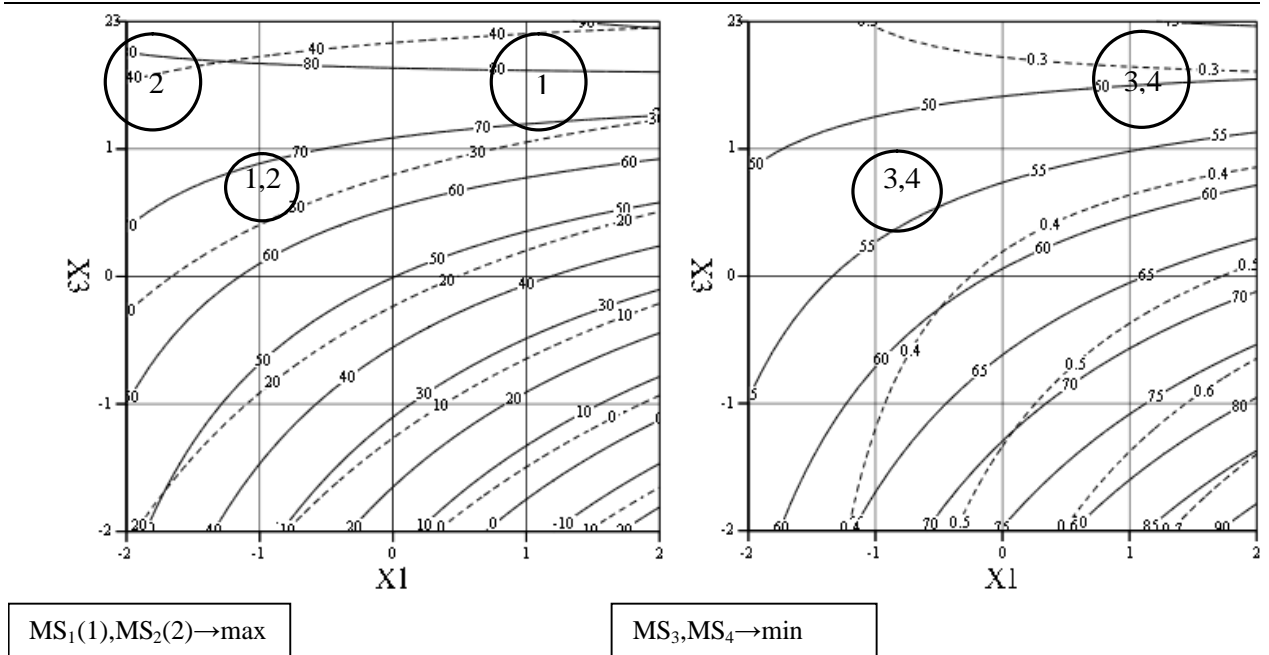


Рис. 2. Проекції перерізів поверхонь відклику функцій для вовняних тканин

Таблиця 5

**Результати оптимізації рівнянь регресій для вовняних і поліефірних матеріалів при фіксованому значенні фактору  $X_2 = -1$**

Параметр оптимізації	Інтервал ви-значення $X_i$		Вовняна тканина			Поліефірна тканина		
	min	max	$X_1$	$X_3$	$MS$	$X_1$	$X_3$	$MS$
$MS_1 \rightarrow \max$	-1	+1	-1	+1	71,470	+1	-	31,755
рівняння (2), (6)	-1,9	+1,9	+1,9	+1,9	88,492	+1,9	-	38,809
$MS_2 \rightarrow \max$	-1	+1	-1	+1	34,511	+1	-	5,565
рівняння (3), (7)	-1,9	+1,9	-1,9	+1,9	41,948	+1,9	-	5,785
$MS_3 \rightarrow \min$	-1	+1	-1	+1	51,278	-1	+1	73,488
рівняння (4), (8)	-1,9	+1,9	+1,9	+1,9	45,806	-1,9	+1,9	67,561
$MS_4 \rightarrow \min$	-1	+1	-1	+1	0,330	-1	+1	0,572
рівняння (5), (9)	-1,9	+1,9	+1,9	+1,9	0,262	-1,9	+1,9	0,457

Дослідження антистатичної дії композиції показало, що після обробки матеріалів зменшується електричний (R, Ом) і питомий поверхневий опір (Rs, Ом) поліефірних і змішаних тканин від  $10^{13}$  до  $10^8$  Ом, що пов'язано з адсорбцією ПАР, які містяться в мийній композиції, на поверхні волокон. Найбільше зростання електропровідності спостерігається для поліефірної тканини, при цьому із зростанням концентрації композиції від 2 до 5 г/л спостерігається зменшення електричного опору до  $9 \cdot 10^8$  Ом і  $4,5 \cdot 10^8$  Ом та питомого поверхневого опору до  $8,3 \cdot 10^{10}$  Ом і  $4,2 \cdot 10^{10}$  Ом відповідно, при вологості повітря 85 %. За рахунок надання текстильним матеріалам антистатичних властивостей зменшується наступна забрудненість тканин сухими забрудненнями (пил, сажа), тобто тканини набувають брудовідштовхувальних властивостей по відношенню до пігментних частинок бруду, а також полегшується наступне видалення забруднень з цих матеріалів, тобто покращуються їх брудовидаляючі властивості. Таким чином, миття текстильних матеріалів в розроблених композиційних складах призводить до зростання електропровідності матеріалів та сприяє покращенню їх антистатичних властивостей.

**Висновки**

Реалізація методу математичного планування експерименту дозволило проаналізувати способи оцінки мийної здатності розчинів і одержати оптимальний склад мийної композиції для підвищення ефективності видалення забруднень під час хімічного чищення текстильних матеріалів.

Аналіз показників, що характеризують мийну дію сумішей ПАР, свідчить про те, що розроблена мийна композиція володіє високими параметрами мийної дії, запобігає ресорбції

забруднень на тканину під час миття. Оскільки компоненти суміші виробляються на Україні та використовуються в невеликих кількостях, при їх застосуванні вартість послуги істотно зменшиться.

Результати досліджень свідчать про можливість застосування розробленої композиції як активатора мийної дії при чищенні забруднених текстильних виробів органічними розчинниками з одночасним наданням текстильним матеріалам антистатичних властивостей.

### Література

1. Ребиндер П.А. Физико-химия моющего действия / П.А.Ребиндер. – М.: Пищепромиздат, 1935. – 158 с.
2. Карван С.А. Визначення показників ефективності сучасних поверхнево-активних речовин / С.А.Карван, О.А.Параска, О.І.Кулаков // Вісник ТУП. – 2005. – № 5. – Ч. 1. – Т. 2. – С. 98–101.
3. Шенфельд Н. Поверхностно-активные вещества на основе оксида этилена / Н.Шенфельд; пер. с нем. Под ред. Н.Н.Лебедева. – [2-е изд.]. – М.: Химия, 1982. – 752 с.
4. Федорова А.Ф. Технология химической чистки и крашения: [учеб. для вузов] / А.Ф.Федорова. – [2-е изд., перераб. и доп.] – М.: Легпромбытиздат, 1990. – 336 с.
5. Ахназарова С.Л. Оптимизация эксперимента в химии и химической технологии: уч. пос. / С.Л.Ахназарова, В.В.Кафаров. – М.: Высшая школа, 1978. – 319 с.
6. Вознесенский В.А. Численные методы решения строительно-технологических задач на ЭВМ / В.А.Вознесенский, Т.В.Ляшенко, Б.Л.Огарков; под ред. В.А.Вознесенского. – К.: Вища школа, 1989. – 328 с.
7. Волков В.А. Поверхностно-активные вещества в мощных средствах и усилителях химической чистки / В.А.Волков. – М.: Легпромбытиздат, 1985. – 200 с.
8. Патент на корисну модель 43606, Україна, МПК D06 M 23/00. Композиція для хімічної чистки текстильних виробів з антистатичною і брудовідштовхуючою дією / Параска О.А., Карван С.А., Ксенжук Н.І.; заявник і патентовласник ХНУ. – № 200902561; заявл. 23.03.2009; опубл. 25.08.2009, Бюл. № 16.

**УДК 538.935**

**І.Д. КОЛОМІЄЦЬ, М.В. БОРОДАЙ**

Хмельницький національний університет

## БАГАТОЕЛЕКТРОННА ТЕОРІЯ ЗАЛИШКОВОГО ЕЛЕКТРООПОРУ НЕОДНОРІДНИХ СПЛАВІВ

В статті розвинута багатоелектронна теорія розсіяння системи електронів провідності неоднорідного бінарного сплаву заміщення неперехідних металів. В даній теорії не використовуються малообґрунтовані припущення одноелектронної теорії. Знайдена ймовірність квантових переходів електронів та її залежність від складу та параметрів неоднорідності сплаву.

**In the article the many-electron theory of scattering of conduction electrons in inhomogeneous binary substitutional alloy of non-transition metals is developed. In the given theory unsufficiently grounded approximations of the one-electron theory are not used. The probability of quantum transitions of electrons and its dependence on composition and parameters of inhomogeneity of alloy is obtained.**

Ключові слова: провідність неоднорідного бінарного сплаву.

### Вступ

Залишковий електроопір дуже чутливий до різних дефектів кристалічної структури металів і сплавів, які часто обумовлюють їх практично цінні властивості. Експериментальне визначення залишкового електроопору широко використовується як метод дослідження таких твердих тіл. Тому розвиток теорії залишкового електроопору, яка встановлює його залежність від характеру та величини порушень правильності кристалічної ґратки, носить актуальний характер.

Розробка теорії електроопору важлива і для розвитку теорії твердого тіла, бо пов'язує розсіяння носіїв струму на різних дефектах з енергетичним спектром електронів.

### Постановка проблеми

В статтях [1,2] розвинута теорія залишкового електроопору  $\Gamma_0$  неоднорідних сплавів з урахуванням геометричних спотворень кристалічної ґратки, викликаних різними розмірами атомів компонентів. Ця теорія побудована на основі одноелектронного наближення теорій металів. В цьому наближенні припускається, що енергія електрона  $E_k$  залежить лише від модуля вектора квазіімпульсу  $\mathbf{k}$ , а квадрат модуля збурюючої енергії  $|V_{kk'}^r|^2$  залежить лише від кута  $q$  між векторами  $\mathbf{k}$  та  $\mathbf{k}'$ . Ці припущення одноелектронної теорії не завжди можуть бути

достатньо обґрунтовані. Суттєвим недоліком одноелектронної теорії є те, що вона не враховує взаємодію електронів.

Тому ставить інтерес побудова багатоелектронної теорії залишкового електроопору неоднорідних сплавів, позбавленої відмічених вище модельних уявлень і в якій розглядаються квантові переходи системи всіх електронів провідності, а не одного електрона.

В роботі використовується обґрунтована Смирновим А. А. та його співробітниками багатоелектронна теорія залишкового електроопору однорідних сплавів [3].

**Багатоелектронна теорія розрахунку ймовірності квантових переходів електронів в неоднорідних сплавах**

Обмежимося тут випадком неупорядкованих неоднорідних сплавів заміщення неперехідних металів  $A$  і  $B$ , в яких концентрації компонентів змінюються періодично вздовж одного напрямку з періодом  $d$ .

Будемо вважати, що кореляція в сплаві – несуттєва і геометричні спотворення кристалічної ґратки нескінченно малі. Обмежимося, як і в [1,2] сплавами, що мають кристалічну ґратку з одним іоном на вибрану елементарну комірку. Ця комірка являє собою найменшу комірку в ґратці із вузлів, в яких знаходяться іони без врахування періодичної зміни складу. Виберемо систему осей координат  $x, y, z$ , паралельних ребрам цієї комірки.

Покладемо, що концентрації компонентів періодично змінюються вздовж осі  $x$ , паралельній одному із ребер цієї комірки. Позначимо, як і в [1,2] відносні атомні концентрації компонентів в атомній площині номера  $s_1$  (при  $x = s_1 a_1$ ) через  $C_A^{s_1}$  і  $C_B^{s_1}$ . Прийнемо, що число електронів провідності не залежить від складу сплаву та характеру його неоднорідності.

Стан системи  $N_e$  електронів в розглядуваному сплаві визначається рівнянням Шредінґера

$$H u_n = E_n u_n, \tag{1}$$

де  $u_n$  - багатоелектронні хвильові функції та  $E_n$  - енергії стаціонарних станів цієї системи.

Повний гамільтоніан  $H$  цієї системи в рівнянні (1) може бути записаний у вигляді

$$H = -\frac{\hbar^2}{2m} \sum_{i=1}^{N_e} \Delta_i + V(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_{N_e}) + \sum_{\substack{i, i'=1 \\ (i \neq i')}}^{N_e} \frac{e^2}{|\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_{i'}|}, \tag{2}$$

де  $\Delta_i$  – оператор Лапласа для  $i$ -го електрона.

Потенціальна енергія  $V(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_{N_e})$  електронів провідності в полі іонів сплаву дорівнює

$$V(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_{N_e}) = \sum_{i=1}^{N_e} \sum_{s=1}^{N_0} V_s(\mathbf{r}_i - \mathbf{R}_s), \tag{3}$$

В нульовому наближенні вибираємо стан системи електронів в ідеально періодичній кристалічній ґратці з таким же геометричним розташуванням вузлів, як у сплаву, і утвореної із ефективних іонів. Ці ефективні іони вибираємо так, щоб потенціальна енергія  $i$ -го електрона в полі такого іона, що знаходиться в точці  $\mathbf{R}_s$ , була рівна середній потенціальній енергії по всіх іонах сплаву, що знаходяться в атомній площині номера  $s_1$

$$\bar{V}^{s_1}(\mathbf{r}_i - \mathbf{R}_s) = C_A^{s_1} V_A(\mathbf{r}_i - \mathbf{R}_s) + C_B^{s_1} V_B(\mathbf{r}_i - \mathbf{R}_s), \tag{4}$$

Тоді потенціальна енергія  $V_0$  системи електронів в нульовому наближенні в полі таких ефективних іонів має вид

$$V_0(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_{N_e}) = \sum_{i=1}^{N_e} \sum_{s=1}^{N_0} \bar{V}^{(s_1)}(\mathbf{r}_i - \mathbf{R}_s), \tag{5}$$

При цьому гамільтоніан нульового наближення володіє трансляційною симетрією з періодами  $a_2$  та  $a_3$  по осях  $y$  та  $z$  і  $d$  – по осі  $x$ . Тому власні хвильові функції  $u_n^0$  нульового наближення виражаються у вигляді:

$$u_n^0(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_{N_e}) = \sum_p (-1)^p P \exp\left(i \sum_{j=1}^{N_e} k_j \mathbf{r}_j\right) \cdot U_n(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_{N_e}), \tag{6}$$

де функції  $U_n(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_{N_e})$  періодичні з періодом  $d$  по осі  $x$  і періодами  $a_2$  і  $a_3$  по осях  $y$  та  $z$ .

Будемо вважати, що  $|V_A - V_B|$  є малою величиною порівнюючи с  $V_A$  та  $V_B$ .

Збурююча енергія  $V' = V - V_0$  може бути представлена таким чином

$$V' = \sum_{i=1}^{N_e} \Delta V(\mathbf{r}_i), \quad (7)$$

де згідно формул (3) та (5)

$$\Delta V(\mathbf{r}_i) = \sum_{s=1}^{N_0} \left[ V_s(\mathbf{r}_i) - \bar{V}^{(s)}(\mathbf{r}_i - \mathbf{R}_s) \right] \quad (8)$$

Матричний елемент збудуючої енергії, що відповідає переходу між квантовими станами  $n$  та  $m$ , побудований на хвильових функціях (6), приймає вид

$$V'_{nm} = \sum_{i=1}^{N_e} \int_{\Omega} \Phi_{nm}(\mathbf{r}_i) \Delta V(\mathbf{r}_i) d\Omega_i, \quad (9)$$

де

$$\Phi_{nm}(\mathbf{r}_i) = \int_{\Omega} \mathcal{Y}_m^{0*}(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_{N_e}) \mathcal{Y}_n^0(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_{N_e}) \cdot d\Omega_1 d\Omega_2 \dots d\Omega_{i-1} d\Omega_{i+1} \dots d\Omega_{N_e} \quad (10)$$

В інтегралах (9) і (10) інтегрування по координатах всіх електронів проводиться по об'єму основної області  $\Omega$  кристалу.

Дослідимо властивості функції  $\Phi_{nm}(\vec{r}_i)$ , пов'язані з трансляцією на вектор  $\vec{r}_s$ . Для цього додамо до вектора  $\vec{r}_i$  вектор

$$\vec{r}_s = l_1 \vec{d}_1 + s_2 \vec{a}_2 + s_3 \vec{a}_3, \quad (11)$$

де  $l_1, s_2, s_3$  - цілі числа. При цьому індекси  $s_2$  та  $s_3$  виражають номери атомних площин, перпендикулярних осям  $y$  та  $z$ , а  $l_1$  - числа періодів зміни складу по осі  $x$ . Тоді функція  $\Phi_{nm}$ , взята від аргументу  $\vec{r}_i + \vec{r}_s$ , виражається таким чином

$$\begin{aligned} \Phi_{nm}(\vec{r}_i + \vec{r}_s) &= \int \mathcal{Y}_m^{0*}(\vec{r}_1, \vec{r}_2, \dots, \vec{r}_i + \vec{r}_s, \dots, \vec{r}_{N_e}) \mathcal{Y}_n^0(\vec{r}_1, \vec{r}_2, \dots, \vec{r}_i + \vec{r}_s, \dots, \vec{r}_{N_e}) \times \\ &\times d\Omega_1 d\Omega_2 \dots d\Omega_{i-1} d\Omega_{i+1} \dots d\Omega_{N_e} \end{aligned} \quad (12)$$

В силу накладених на хвильові функції умов періодичності з періодами рівними розмірам основної області кристалу функція  $\Phi_{nm}(\vec{r}_i + \vec{r}_s)$  не зміниться при одночасній заміні змінних  $\vec{r}_i$  на  $\vec{r}_i + \vec{r}_s$  ( $i' \neq i$ ), тобто

$$\begin{aligned} \Phi_{nm}(\vec{r}_i + \vec{r}_s) &= \int \mathcal{Y}_m^{0*}(\vec{r}_1 + \vec{r}_s, \dots, \vec{r}_i + \vec{r}_s, \dots, \vec{r}_{N_e} + \vec{r}_s) \mathcal{Y}_n^0(\vec{r}_1 + \vec{r}_s, \dots, \vec{r}_i + \vec{r}_s, \dots, \vec{r}_{N_e} + \vec{r}_s) \times \\ &\times d\Omega_1 d\Omega_2 \dots d\Omega_{i-1} d\Omega_{i+1} \dots d\Omega_{N_e} \end{aligned} \quad (13)$$

Враховуючи, що хвильові функції даються виразами (6), знаходимо

$$\mathcal{Y}_n^0(\vec{r}_1 + \vec{r}_s, \dots, \vec{r}_{N_e} + \vec{r}_s) = e^{i\vec{r}_s \sum_{j=1}^{N_e} \vec{k}_j} \mathcal{Y}_n^0(\vec{r}_1, \vec{r}_2, \dots, \vec{r}_{N_e}) \quad (14)$$

$$\mathcal{Y}_m^{0*}(\vec{r}_1 + \vec{r}_s, \dots, \vec{r}_{N_e} + \vec{r}_s) = e^{-i\vec{r}_s \sum_{j=1}^{N_e} \vec{k}_j} \mathcal{Y}_m^{0*}(\vec{r}_1, \vec{r}_2, \dots, \vec{r}_{N_e}) \quad (15)$$

Тому після підстановки (14) і (15) в (13) отримуємо

$$\Phi_{nm}(\vec{r}_i + \vec{r}_s) = e^{i\vec{q} \cdot \vec{r}_s} \Phi_{nm}(\vec{r}_i) \quad (16)$$

Функція, що має таку властивість, як відомо, може бути представлена у вигляді

$$\Phi_{nm}(\vec{r}_i) = e^{i\vec{q} \cdot \vec{r}_i} U_{nm}(\vec{r}_i) \quad (17)$$

Тут функція  $U_{nm}(\vec{r}_i)$  періодична з періодами  $\vec{d}_1, \vec{a}_2, \vec{a}_3$ .

На основі властивості антисиметрії хвильових функцій  $\mathcal{Y}_n^0$  і  $\mathcal{Y}_m^{0*}$  легко отримати із (12), що вид функції координат одного електрона  $\Phi_{nm}(\vec{r}_i)$  не залежить від номера електрона  $i$ . Тому, виконавши сумування по  $i$  в (9), знаходимо, що

$$V'_{nm} = N_e \int_{\Omega} \Phi_{nm}(\vec{r}) \Delta V(\vec{r}) d\Omega \quad (18)$$

Підставимо у (18) вирази (8) і (17) для  $\Delta V(\vec{r})$  і  $\Phi_{nm}(\vec{r})$ . Тоді отримаємо, що матричний елемент збудуючої енергії дорівнює

$$V'_{nm} = N_e \sum_{s=1}^{N_0} \int_{\Omega} e^{i\vec{q}\vec{r}} U_{nm}(\vec{r}) \left[ V_s(\vec{r} - \vec{R}_s) - \overline{V}^{(s_1)}(\vec{r} - \vec{R}_s) \right] d\Omega \quad (19)$$

Замінімо в (19) змінну інтегрування  $\vec{r}$  на нову змінну  $\vec{r}' = \vec{r} - \vec{R}_s$ . Після цього отримуємо

$$V'_{nm} = N_e \sum_{s=1}^{N_0} e^{i\vec{q}\vec{R}_s} \int_{\Omega} e^{i\vec{q}\vec{r}'} U_{nm}(\vec{r}' + \vec{R}_s) \left[ V_s(\vec{r}') - \overline{V}^{(s_1)}(\vec{r}') \right] d\Omega' \quad (20)$$

Так як вектор  $\vec{R}_s$  в загальному випадку не співпадає з вектором  $\vec{r}_s$ , то функція  $U_{nm}(\vec{r}' + \vec{R}_s)$  не рівна функції  $U_{nm}(\vec{r}_i)$ . В розглядуваному сплаві функції  $U_{nm}(\vec{r}' + \vec{R}_s)$ , взагалі кажучи, будуть залежати від значка  $s_1$ .

Позначивши далі нову змінну  $\vec{r}'$  знову через  $\vec{r}$ , перепишемо вираз (20) у вигляді

$$V'_{nm} = N_e \sum_{s=1}^{N_0} e^{i\vec{q}\vec{R}_s} \left[ V_s^{nm} - \overline{V}_{s_1}^{nm} \right], \quad (21)$$

де

$$V_s^{nm} = \int_{\Omega} e^{i\vec{q}\vec{r}} U_{nm}(\vec{r} + \vec{R}_s) \overline{V}_s(\vec{r}) d\Omega \quad (22)$$

і

$$V_{s_1}^{nm} = \int_{\Omega} e^{i\vec{q}\vec{r}} U_{nm}(\vec{r} + \vec{R}_s) \overline{V}_{s_1}^{(s_1)}(\vec{r}) d\Omega \quad (23)$$

Користуючись формулою (21) знайдемо квадрат модуля матричного елемента збудуючої енергії, який можна виразити наступним співвідношенням

$$\frac{1}{N^2} |V'_{nm}|^2 = U_1 + U_2, \quad (24)$$

де

$$U_1 = \sum_{s=1}^{N_0} \left| V_s^{nm} - \overline{V}_{s_1}^{nm} \right|^2 \quad (25)$$

і

$$U_2 = \sum_{\substack{s,s'=1 \\ (s \neq s')}}^{N_0} e^{i\vec{q}(\vec{R}_s - \vec{R}_{s'})} \left( V_s^{nm} - \overline{V}_{s_1}^{nm} \right) \left( V_{s'}^{nm*} - \overline{V}_{s'_1}^{nm*} \right) \quad (26)$$

Обмежимося при розрахунку  $|V'_{nm}|^2$  членами не вище другого порядку малості відносно  $|V_A - V_B|$ .

Розбиваючи суму по  $s$  в (25) на суми по  $s_1, s_2, s_3$  і замінюючи суми по  $s_2$  і  $s_3$  на добуток числа доданків  $N_2 N_3$  на середнє значення виразу під знаком суми по всіх вузлах в атомній площині номера  $s_1$ , знаходимо

$$U_1 = N_2 N_3 \sum_{s_1=1}^{N_1} \left| V_s^{nm} - \overline{V}_{s_1}^{nm} \right|^{(s_1)} \quad (27)$$

Враховуючи, що

$$\overline{V}_s^{nm(s_1)} = \overline{V}_{s_1}^{nm}, \quad (28)$$

із (27) отримуємо

$$U_1 = N_2 N_3 \sum_{s_1=1}^{N_1} \left[ \left| V_s^{nm} \right|^{(s_1)} - \left| \overline{V}_{s_1}^{nm} \right|^2 \right] \quad (29)$$

Оскільки

$$\left| V_s^{nm} \right|^{(s_1)} = C_A^{s_1} |V_A^{nm}|^2 + C_B^{s_1} |V_B^{nm}|^2 \quad (30)$$

і

$$\overline{V}_{s_1}^{nm} = C_A^{s_1} V_A^{nm} + C_B^{s_1} V_B^{nm}, \quad (31)$$

то

$$U_1 = N_2 N_3 \sum_{s_1=1}^{N_1} C_A^{s_1} C_B^{s_1} |V_A^{nm} - V_B^{nm}|^2, \quad (32)$$

У формулах (30) – (32) матричні елементи  $V_A^{nm}$  та  $V_B^{nm}$  виражаються наступним чином

$$V_A^{nm} = \int_{\Omega} e^{i\vec{q}\vec{r}} U_{nm}(\vec{r} + \vec{R}_s) V_A(\vec{r}) d\Omega, \quad (33)$$

$$V_B^{nm} = \int_{\Omega} e^{i\vec{q}\vec{r}} U_{nm}(\vec{r} + \vec{R}_s) V_B(\vec{r}) d\Omega \quad (34)$$

Значення функцій  $U_{nm}$  в (33) і (34), взагалі кажучи, в точках  $\vec{r}$  і  $\vec{r} + \vec{R}_s$  різні, бо вони в напрямку осі  $x$  мають період  $d$ . Тому і величина  $|V_A^{nm} - V_B^{nm}|^2$  у формулі (32) залежить від  $x$ , тобто від  $s_1$ . Якщо розглянути граничний перехід до чистого металу  $A$ , при якому  $V_B \rightarrow V_A$ , то ми отримали б із функцій  $U_{nm}$  з періодом  $d$  по осі  $x$  функції з періодом  $a_1$ . Таким чином, розклад функції  $U_{nm}$  в ряди по ступенях  $|V_A - V_B|$  починався б з нульового члена періодичного з періодом  $a_1$ .

Тому при обчисленні  $U_1$  (32) з точністю до величин  $|V_A - V_B|^2$  можна обмежитись тільки цим нульовим членом розкладу. Тоді величини (33) і (34) приблизно виражаються інтегралами

$$V_A^{nm} = \int_{\Omega} e^{i\vec{q}\vec{r}} U_{nm}(\vec{r}) V_A(\vec{r}) d\Omega, \quad (35)$$

$$V_B^{nm} = \int_{\Omega} e^{i\vec{q}\vec{r}} U_{nm}(\vec{r}) V_B(\vec{r}) d\Omega \quad (36)$$

Величина

$$\Delta_{AB}^{nm} = |V_A^{nm} - V_B^{nm}|^2, \quad (37)$$

не буде залежити від  $s_1$  і її можна винести за знак суми по  $s_1$  в (32). Таким чином

$$U_1 = N_2 N_3 \Delta_{AB}^{nm} \sum_{s_1=1}^{N_1} C_A^{s_1} C_B^{s_1} \quad (38)$$

Очевидно, що величина  $\Delta_{AB}^{nm}$  в прийнятому наближенні не залежить від складу сплаву та параметрів, що характеризують його неоднорідність.

Враховуючи аналогічний вид величин  $Q_2$  в одноелектронній теорії [4] і  $U_2$  (26) можна подібно тому, як було показано в [4], довести, що величина  $U_2 = 0$ , якщо нехтувати кореляцією в сплаві.

Отже, на основі формул (38) і (24) отримуємо

$$\frac{1}{N_e^2} |V'_{nm}|^2 = N_2 N_3 \Delta_{AB}^{nm} \sum_{s_1=1}^{N_1} C_A^{s_1} C_B^{s_1} \quad (39)$$

Розсіяння системи електронів на неоднорідностях кристалічної ґратки сплавів можна характеризувати ймовірністю  $W_{nm}$  переходу електронів із стану  $n$  в стан  $m$  в одиницю часу, яка пропорційна квадрату модуля матричного елемента збурення.

$$W_{nm} = \frac{P_{nm}}{N_e^2} |V'_{nm}|^2 \quad (40)$$

Коефіцієнт  $P_{nm}$  не зникає і для чистого металу  $A$ , коли він не залежить від складу та параметрів неоднорідності сплаву. Це значить, що його розклад по ступенях  $|V_A - V_B|$  починається з першого члена, незалежного від цих величин. Оскільки  $|V'_{nm}|^2$  – величина другого порядку малості, то коефіцієнт  $P_{nm}$  в (40) можна вважати в силу наведених міркувань незалежним від складу та параметрів, що характеризують його неоднорідність.

Виходячи із (39) для ймовірності  $W_{nm}$  (40) отримуємо формулу

$$w_{nm} = \frac{p_{nm}}{N_e^2} N_2 N_3 \Delta_{AB}^{nm} \sum_{s_1=1}^{N_1} C_A^{s_1} C_B^{s_1} \quad (41)$$

Як показано в [5] значення суми по  $s_1$  в (41) рівне

$$\sum_{s_1=1}^{N_1} C_A^{s_1} C_B^{s_1} = N_1 \left[ C_A^0 (1 - C_A^0) - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n^2 + b_n^2}{2} \right], \quad (42)$$

де  $a_n$  та  $b_n$  – коефіцієнти розкладу  $C_A(x)$  в ряд Фур'є,  $a_0 = C_A^0$  – концентрація компонента  $A$  в однорідному сплаві.

Внаслідок (42) ймовірність  $w_{nm}$  (41) приймає вигляд

$$w_{nm} = \frac{N_0 p_{nm}}{N_e^2} \left[ C_A^0 (1 - C_A^0) - \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2) \right] \quad (43)$$

В цій формулі від складу сплаву та його розподілу залежить лише вираз, що стоїть в квадратних дужках.

Формула (43) дозволяє визначити залишковий електроопір сплавів методом матриці густини. Такий розрахунок буде проведений у наступних статтях.

### Висновки:

1. В статті розвинута багатоелектронна теорія розсіяння системи електронів провідності неоднорідного бінарного сплаву заміщення неперехідних металів на неоднорідностях кристалічної ґратки.

2. Багатоелектронна теорія побудована без використання припущень, які використовуються в одно електронній теорії металів і які часто не можуть бути достатньо обґрунтовані.

3. Отримана внаслідок квантово-механічних розрахунків формула ймовірності квантових переходів системи електронів сплаву з квантового стану  $n$  в квантовий стан  $m$ . Підрахунки проведені з точністю до нескінченно малих величин другого порядку відносно  $|V_A - V_B|$ .

4. Формула ймовірності квантових переходів дає її залежність від складу сплаву та параметрів, що характеризують його неоднорідність для довільного періодичної зміни складу в одному напрямку кристалічної ґратки.

5. На основі отриманої формули ймовірності квантових переходів можна провести розрахунок залишкового електроопору методом матриць густини, що буде виконано в подальшому.

### Література

1. Коломієць І.Д., Бородай М.В. // Вісник технологічного університету Поділля. – Т.2. – 2002. – С. 240-243.
2. Коломієць І.Д., Бородай М.В. // Міжнародний науково-технічний журнал "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах". – № 1. – 2006. – С. 17-21.
3. Смирнов А.А. Теория электросопротивления сплавов. – К: Видавництво Академії наук УРСР, 1960. – 148 с.
4. Коломієць І.Д., Смирнов А.А. Физика металлов и металловедение. – Т. 14. – Вып. 1. – 1962. – С. 3-9.
5. Коломієць І.Д., Смирнов А.А. Физика металлов и металловедение. – Т. 14. – Вып. 2. – 1962. – С. 161-164.

Надійшла до редакції  
26.11.2009 р.

## АНАЛІЗ СУМАРНОГО ФАЗОВОГО СИГНАЛУ ВІДБИТТЯ НА РІЗНИХ ЧАСТОТАХ МЕТОДАМИ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ

В статті виконано аналіз існуючих методів виявлення пошкоджень в лінії зв'язку. Особлива увага приділена фазовим методам визначення пошкоджень як найбільш перспективним для аналізу пошкоджень.

In article are executed the analysis existing methods of revealing the damages in communication lines. The phase method of determination of damages analyzed as most perspective for analysis of damages in such lines.

Ключові слова: провідникова лінія зв'язку, відбиття, фазовий метод.

### Вступ

Проблема забезпечення якості зв'язку прямо поєднана із вирішенням проблеми підвищення точності виявлення та визначення відстані до неоднорідностей при наявності у лінії декількох неоднорідностей. Проблема досліджувалась такими вченими як С.М. Маєвським, В.Г. Бажановим, Е.К. Батуревичем та ін. [4].

Основні типи неоднорідностей, що виникають під час експлуатації:

- коротке замикання або обрив;
- виникнення замикання між жилами або між жилою та екраном;
- збільшення повздовжнього опору.

### Постановка задачі

Актуальність вимірювання характеристик ліній зв'язку обумовлена необхідністю оперативно визначити параметри лінії та визначити відстань до пошкоджень із більшою точністю, ніж та, що забезпечується сучасними методами для цих низькочастотних ліній.

Провідні лінії зв'язку складають велику частку в існуючій системі передачі інформації, що обумовлено зручністю під час проведення з'єднань, високим коефіцієнтом корисної дії, незмінністю хвильового опору лінії. Неперервне зростання потоку інформації вказує на важливість контролю відповідності параметрів лінії зв'язку до заданих, які визначають якість передачі інформації від передавального приладу до приймального.

Проведення вимірювань для великих відстаней ускладнюється із збільшенням затухання сигналу. Використання імпульсних приладів у низькочастотних лініях зв'язку обмежено такими факторами:

- значно більше затухання сигналу вимагає збільшення тривалості зондуючих сигналів порівняно із ВЧ лініями;
- обмеженість смуги пропускання ліній у деяких випадках суттєво зменшує відстань, на яких може бути проведено вимірювання.

Тому метою даної статті є розробка та дослідження методу багаточастотних фазових вимірювань, який вирішить проблему визначення пошкоджень лінії зв'язку.

### Аналіз існуючих методів визначення пошкоджень

#### Метод визначення місця пошкодження за допомогою вимірювання опору жил

Метод вимірювання опору жил є найпростішим методом визначення пошкодження у лінії. Він ґрунтується на вимірюванні опорів двох жил лінії за допомогою мостової схеми.

Опір відрізків  $L_x$  та  $L_y$  пропорційна довжині відповідних жил (рис.1), то з умов рівноваги моста отримаємо рівняння:

$$L_x = 2L \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (1)$$

де  $R_1, R_2$  – опір резисторів моста;  $L$  – довжина лінії.

У випадку наявності двох пошкоджень, опори яких представлені еквівалентними опорами  $R_{a1}$  та  $R_{a2}$  (рис. 1), ці два пошкодження утворюють паралельне з'єднання, що еквівалентне деякому сумарному опору  $R_{\Sigma}$ , який еквівалентний наявності однієї неоднорідності, яка знаходиться у проміжку між пошкодженнями, що робить результат вимірювання невірним.

З вище вказаного можна визначити наступні переваги методу:

- для вимірювання використовується мостова схема;
- використання постійного струму у вимірювальній системі дозволяє значно зменшити вимоги до технічної реалізації вузлів приладів.

Визначення статичних параметрів в процесі вимірювання призводить до таких суттєвих недоліків як:

- відсутня можливість визначити характер пошкодження (метод дозволяє визначити лише замикання жили на корпус або на іншу жилу через деякий опір);



- неможливість розрізнити кількість пошкоджень;  
 - необхідність використання для вимірювання двох жил та доступу до двох сторін лінії.  
 Таким чином, розглянутий метод використовується лише для контролю цілісності лінії і тому не набув широкого використання у діагностиці.

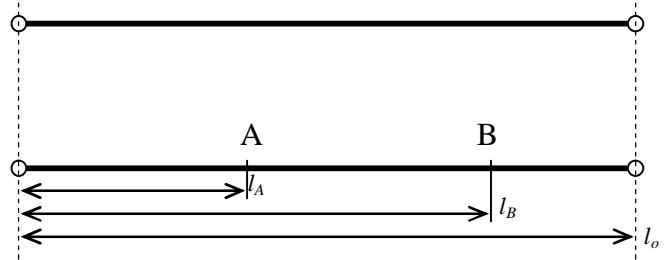


Рис. 1. Функціональна схема визначення місця виникнення пошкодження при наявності двох неоднорідностей із еквівалентними опорами  $R_A$  та  $R_B$ .  $l_A, l_B$  – відстані між неоднорідностями

**Метод імпульсної рефлектметрії**

Суть методу імпульсної рефлектметрії полягає у визначенні часу між зондуєчим імпульсом та імпульсами, що утворюються при відбитті від неоднорідностей, які розташовані у лінії. Визначаються параметри що змінюються під час вимірювання – час появи сигналу-відбиття та його амплітуда у кожний момент часу.

Час проходження сигналу  $t$  в лінії визначає відстань до кожної неоднорідності  $l$ . Відстань можна знайти як:

$$l = \frac{u \cdot t}{2}, \tag{2}$$

де  $u$  – швидкість розповсюдження сигналу в лінії, м/с;  $t$  – час появи відбитого сигналу, с.  
 Основні параметри, що можна визначити, це:

- час появи відбитого імпульсу відносно початку подачі імпульсу в лінію (час визначає відстань від початку лінії до неоднорідності, яка створила це відбиття);
- амплітуда імпульсу (відносно значення);
- тип неоднорідності, що можна визначити за формою.

Під час такого вимірювання явище дисперсії призводить до збільшення часу зростання та спадання фронтів із одночасним зменшенням амплітуди самого сигналу. Так як вплив дисперсії пропорційний відстані на яку сигнал розповсюджується та частоті самого сигналу, це обумовлює обмеження на максимальну частоту зондуєчих сигналів. Таким чином, для досягнення точних результатів необхідно:

- формувати сигнали тривалістю у сотні або десятки нс;
- забезпечити максимально короткі фронти імпульсів;
- точно визначити часовий проміжок між сформованим сигналом та отриманим відгуком з лінії;
- збільшення чутливості вимірювача внаслідок збільшення затухання у лінії при збільшенні частоти сигналу.

Переваги імпульсного методу:

- 1) дозволяє розрізнити декілька неоднородностей або пошкоджень, що існують одночасно, і визначити відстань до кожної з них;
- 2) придатний для визначення місць пошкоджень, що мають нестійкий або комбінований характер;
- 3) швидко і наочно проводити самі виміри.

Недоліки: нечутливість до деяких видів пошкоджень (наприклад, пониження опору ізоляції).

**Метод визначення зсувів фаз**

Метод визначення ґрунтується на вимірюванні зсуву фаз між вихідним та відбитим від пошкодження сигналами. Так як відомо, що визначення фази відбувається на рівні десятих та сотих градуса похибка визначення відстані також буде напряму залежати від довжини хвилі, що зондує лінію. Відстань до місця пошкодження у лінії  $l$  визначається як:

$$l = \frac{l \cdot j}{2 \cdot 2p}, \tag{3}$$

де  $l$  – довжина хвилі зондуєчого сигналу;  
 $j$  – кут зсув фаз.

Одною з проблем під час використання цього методу є випадок невизначеності вимірювання відстані, що виникає коли довжина хвилі  $l$  менша за довжину лінії  $L$ . Тоді  $l = l(2p \cdot n + j)/2p$ , де  $n$  – ціле від 0 до  $[L/l]$ . В такому випадку, дійсне значення кута зсуву фази  $j$  – невідоме.

Для точного вимірювання невідомої відстані використовується так званий багатошкарпальний метод – формування ряду частот від найнижчої, довжина хвилі якої обов'язково

не менше ніж довжина досліджуємої лінії (чим усувається неоднозначність переходу через  $2p$ ) до найвищої, період якої і буде визначати найменшу похибку визначення відстані.

Виділимо наступні переваги методу вимірювання зсуву фаз:

- висока точність визначення зсуву фаз дозволяє отримати високу точність визначення відстані до пошкодження;
- використання низьких частот при проведенні вимірювань дозволяє значно спростити побудову вимірювача, зменшує чутливість до зовнішніх факторів;
- визначення фази можливо на протязі значних інтервалів часу, що суттєво покращує точність.

Згідно робіт [1-3] існує можливість вимірювати два і більше пошкоджень у лініях зв'язку за допомогою фазових вимірювань. Але для реалізації цього методу, потрібно розв'язати складну систему рівнянь з багатьма невідомими, що значно ускладнює вимірювання відстані до пошкоджень у лініях зв'язку.

Суттєвим недоліком фазових методів, що розглянуті у роботах [1, 2] є ускладнення з визначенням характеру пошкоджень та відстаней до них, коли їх відстань до початку лінії наближається до нуля. Це обумовлено тим, що кут зсуву фази залежить від відстані до пошкодження та довжини хвилі за наступним виразом:

$$j_i = \frac{2p \cdot 2l_i}{l} = \frac{2p \cdot 2l_i \cdot f}{u} \quad (4)$$

Розглянемо поведінку сумарного кута зсуву фази на різних частотах  $W_i$ .

Перш за все, необхідно розглянути першопричину виникнення сумарного кута зсуву фази. На рис. 2 показаний процес формування відбиттів на різних частотах  $W_i$  зондування лінії.

Відстані до пошкоджень, відповідно, складають:  $l_1 = 1000\text{м}$ ,  $l_2 = 2000\text{м}$ . Перше відбиття має рівень 1, друге – 0,5.

Як слідує з виразу (4), кут зсуву фази є прямо пропорційний до частоти сигналу. Це можна спостерігати за рис.2.

Параметри, що характеризують кожне відбиття – це його кут зсуву фази та амплітуда. Відбиті сигнали від кожного  $i$ -го пошкодження мають таку саму частоту, що й відбиті сигнали. А тому, внаслідок їхнього додавання ми отримуємо сумарний сигнал такої самої частоти, що і сигнал, який зондує лінію. А сумарний кут зсуву фази для сумарного сигналу визначається як векторна сума цих відбиттів. Саме тому фазовий метод не може визначити два або більше пошкодження.

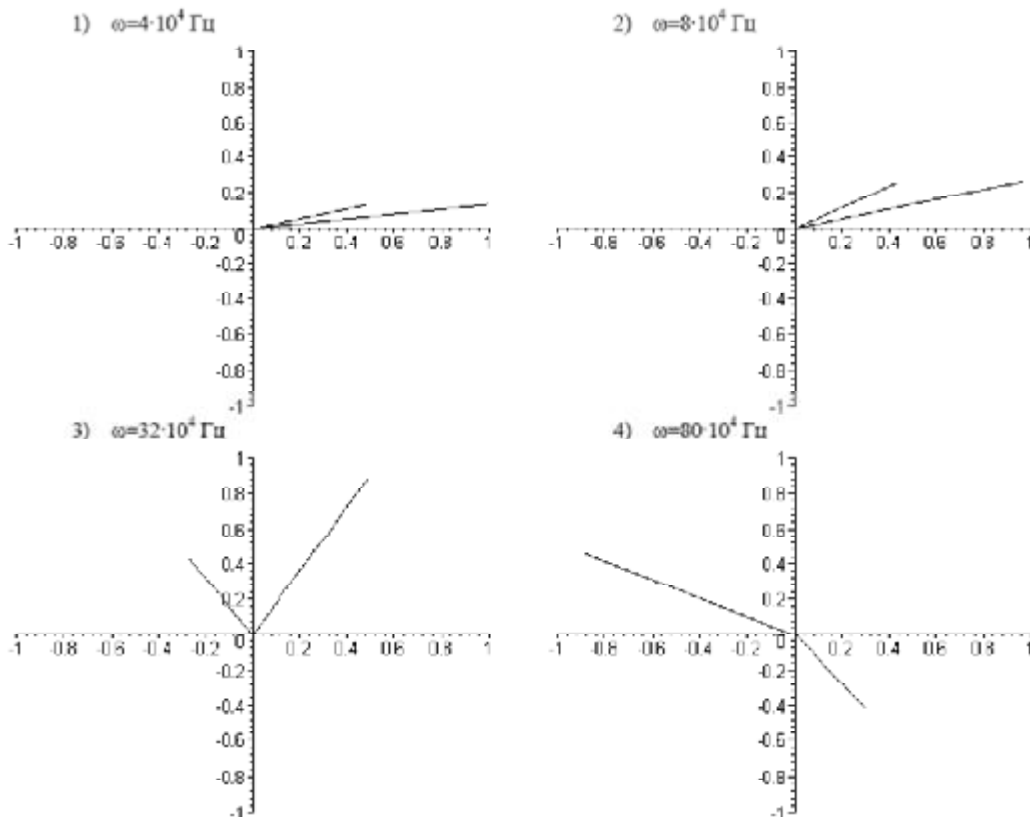


Рис.2. Зміни кутів зсувів фази для відбиттів  $l_1, l_2$  при збільшенні частоти  $W$ .

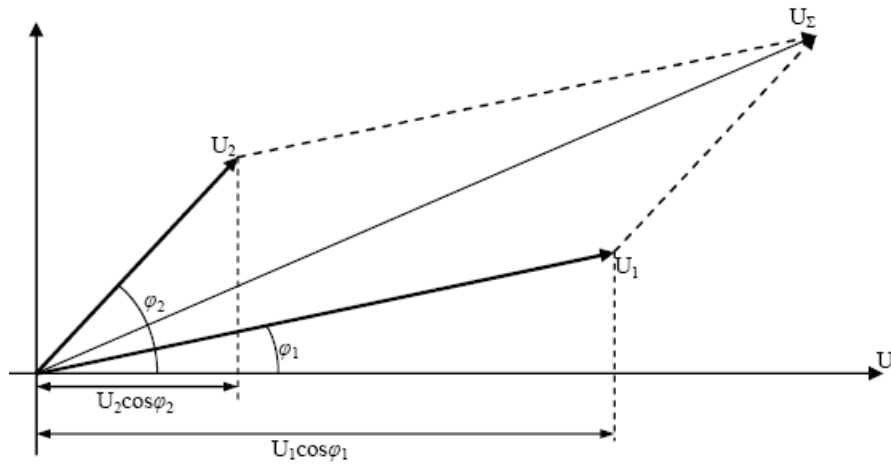


Рис.3. Формування сумарного сигналу відбиття.

Відомий зв'язок між частотою та зсувом фази за наступним виразом:

$$w = \frac{\partial j}{\partial t}, \quad (5)$$

де  $\partial j$  - приріст кута зсуву фази за час  $\partial t$ .

Таким чином, оскільки кожне відбиття характеризується власним кутом зсуву фази  $j_i$ , який для кожного відбиття при однаковій частоті є унікальним, то такий кут зсуву фази слід перевести у відповідну кругову частоту  $W_i$  для кожного відбиття.

Ключ до спектрального аналізу слід шукати саме у кутах зсуву фаз для кожного пошкодження лінії зв'язку. Для використання такої інформаційної складової сигналу слід перевести кут зсуву фази у іншу, більш зручну для вимірювання величину – частоту.

На рис. 4, 5 показано сумарний кут зсуву фази для випадку різних відстаней  $l_1, l_2$ . Сигнал визначено як суму косинус них складових сумарного сигналу (рис.3):

$$U_{\Sigma} = U_1 \cos(j_1) + U_2 \cos(j_2), \quad (6)$$

де  $U_1, U_2$  - амплітуди відбиттів;

$j_1, j_2$  - кути зсуву фази, що утворені від 1-го та 2-го відбиттів.

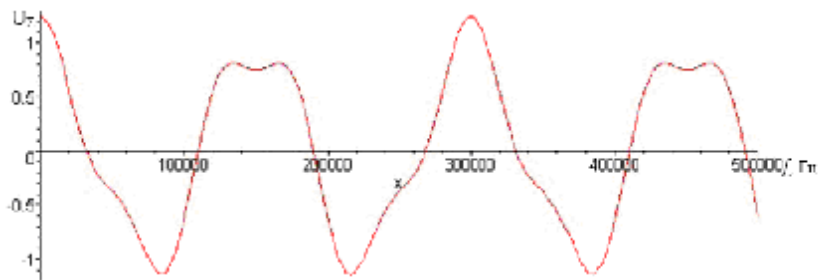


Рис.4 Сумарний кут зсуву фази для випадку зміни частоти у межах  $4 \cdot 10^4$  до  $50 \cdot 10^4$  Гц для пошкоджень на відстанях  $l_1 = 1000\text{м}$  та  $l_2 = 2500\text{м}$

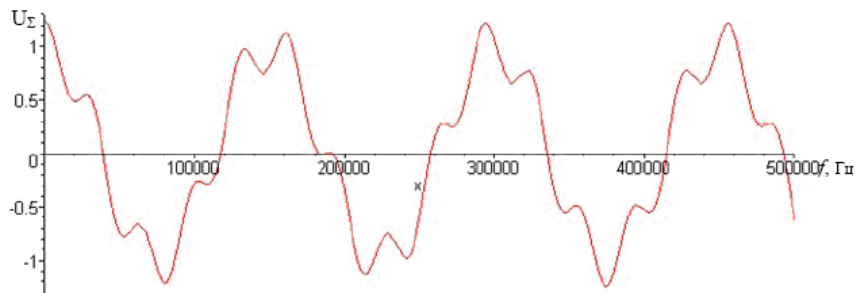


Рис.5 Сумарний кут зсуву фази для випадку зміни частоти у межах  $4 \cdot 10^4$  до  $50 \cdot 10^4$  Гц для пошкоджень на відстанях  $l_1 = 1000\text{м}$  та  $l_2 = 4600\text{м}$

Для моделювання обираємо  $U_1 = 1$  та  $U_2 = 0,25$ , відповідно.

Співвідношення відстаней на рис. 4 складає 1:2,5. Можна зробити висновок, що приріст кута зсуву фази для першого (ближчого) відбиття буде теж у 2,5 рази менший за приріст кута зсуву фази другого відбиття.

#### Висновок

Отже існує можливість визначення спектральних складових у сумарному сигналі для багато шкального фазового методу аналізу стану лінії зв'язку.

Тобто, є принципова можливість визначити окремо пошкодження лінії зв'язку, що буде еквівалентно до "квазі-імпульсного" методу дослідження стану лінії з притаманними йому перевагами.

#### Література

1. Любчик В.Р. Розробка фазового методу вимірювання відстаней до двох об'єктів // Вісник ТУП, Ч.1., Том3, №4, 2004, - С108-114
2. Любчик В.Р., Гнатюк О.І. Вимірювання відстаней до трьох об'єктів. – Вісник ТУП, №2, 2005 – С.183-188
3. Горященко К.Л. Імпульсно-фазові вимірювання для лінії із двома неоднорідностями // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. Збірник наукових праць. – Хмельницький. – 2003. – № 10. – С. 24.
4. Маевский С.М., Батуревич Е.К., Баженов В.Г. Прецизионное измерение электрической длины кабельной линии связи. Фазовые методы измерений в радиотехнике. Тр. РИ АН СССР, 1977, №27, с. 110-114

Надійшла до редакції  
6.11.2009 р.

УДК 621.382

**О.В. ОСАДЧУК, О.С. ЗВЯГІН, М.В.ЄВССЄВА**

Вінницький національний технічний університет

### ЄМНІСНИЙ СЕНСОР ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ВОЛОГОСТІ НАФТОПРОДУКТІВ

Розроблено математичну модель ємнісного сенсора вологості, яка описує залежність електричної ємності від зміни кількості вологості нафтопродукту. Розбіжність теоретичних та експериментальних результатів складає 3 %.

**The mathematical model of the capacitive humidity sensor which describes the dependence of the capacity on the amount of the oil products humidity is developed. Discrepancy between the theoretical and experimental results is 3 %.**

Ключові слова: математична модель, ємнісний сенсор вологості.

Важливою різновидністю вимірювальних перетворювачів є сенсори вологості, оскільки багато процесів залежать від вологості. На даний час в Україні вимірювання вологості є одним із поширених напрямків вимірювань. Це обумовлено потужним промисловим та науково-технічним потенціалом країни з переважним розвитком таких галузей, як металургія, енергетика, машинобудування, авіаційна та космічна техніка, хімічна та нафтогазова промисловість, ефективність яких значною мірою залежить від точності вимірювань вологості. Тому створення даного класу перетворювачів є актуальною технічною задачею. Широке використання перетворювачів вологості ємнісного типу пояснюється їх простотою у використанні та низькою собівартістю [1-3]. Суттєве значення має вимірювання вологості нафти, масел та нафтопродуктів. Контроль вологості нафти необхідний у процесах її видобування, зберігання, транспортування та переробки [4]. Саме наявність вмісту вологи в нафтопродуктах викликає зміну їх фізико-хімічних параметрів і тим самим зменшує строк їхньої служби.

Ємнісний сенсор для вимірювання вологості нафтопродуктів (рис. 1) являє собою систему електродів, що виконані у вигляді циліндричних пластин різного діаметру та закріплені у діелектричній трубі [5]. Система електродів 1 міцно з'єднана хрестоподібними діелектричними фіксаторами електродів 2 і 3, які прикріплено до діелектричної труби 4. Довжина системи електродів ємнісного сенсора складає 40 мм. Зовнішній діаметр діелектричної труби має 50 мм.

Ємнісний сенсор працює таким чином. Під час руху потоку рідини через діелектричну трубу, в якій знаходиться ємнісний сенсор для вимірювання вологості, рідина заповнює простір між електродами позитивної та негативної полярності, які жорстко закріплені хрестоподібними діелектричними фіксаторами електродів. Це викликає зміну діелектричної проникності, що призводить до зміни ємності сенсора вологості.

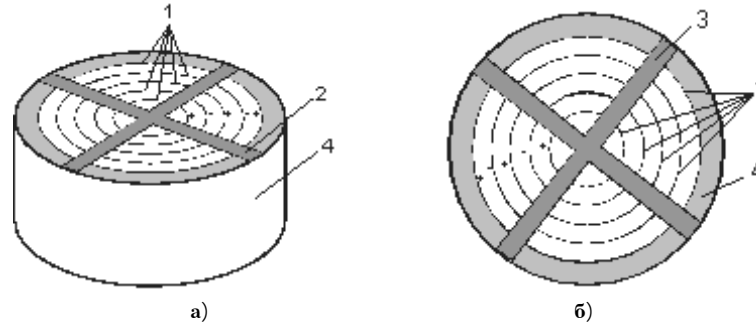


Рис. 1. Ємнісний сенсор для вимірювання вологості нафтопродуктів [5] загальний вигляд (а), вид знизу (б):  
1 – система електродів; 2, 3 – хрестоподібні діелектричні фіксатори електродів; 4 – діелектрична труба

**Теоретичні та експериментальні дослідження**

Якщо матеріал складається із суміші компонентів з різною діелектричною проникністю, то загальну поляризацію матеріалу можна знайти як суму поляризацій компонентів [6]. У нашому випадку ми маємо гетерогенну суміш у якій частинки розміщені хаотично. В якості дисперсної фази у нас виступають молекули води, а дисперсним середовищем відповідно є нафтопродукт. Для проведення оцінки діелектричної проникності двокомпонентної суміші запропоновано емпіричне рівняння [7]

$$e = \frac{(3d_1 - 1) \cdot e_1 + (3d_2 - 1) \cdot e_2}{4} + \sqrt{\left(\frac{(3d_1 - 1) \cdot e_1 + (3d_2 - 1) \cdot e_2}{4}\right)^2 + \frac{e_1 \cdot e_2}{2}}, \quad (1)$$

де  $e_1$  – діелектрична проникність води;

$e_2$  – діелектрична проникність нафтопродукту;

$e$  – діелектрична проникність суміші;

$d_1, d_2$  – об'ємна концентрація відповідно дисперсної фази та дисперсного середовища.

Знайдемо об'ємні концентрації компонентів, тобто  $d_1$  та  $d_2$ ,

$$d_1 = \frac{V_{H_2O}}{V_{суміші}}, \quad (2)$$

$$V_{суміші} = V_{H_2O} + V, \quad (3)$$

$$d_2 = 1 - d_1, \quad (4)$$

де  $V_{H_2O}, V, V_{суміші}$  – об'єми води, нафтопродукту та суміші відповідно, м<sup>3</sup>.

Визначимо об'єм води  $V_{H_2O}$

$$V_{H_2O} = \frac{m_{H_2O}}{r_{H_2O}}, \quad (5)$$

де  $m_{H_2O}$  – маса води, кг;

$r_{H_2O}$  – густина води, кг·м<sup>-3</sup>.

Підставивши вирази (3) і (5) у (2) отримаємо

$$d_1 = \frac{m_{H_2O}}{r_{H_2O} \cdot \left(\frac{m_{H_2O}}{r_{H_2O}} + V\right)}. \quad (6)$$

Запишемо вираз для масової вологості  $W$  [4]

$$W = \frac{m_{H_2O}}{m_{суміші}} \cdot 100\% = \frac{m_{H_2O}}{m + m_{H_2O}} \cdot 100\%, \quad (7)$$

$$m_{H_2O} = \frac{W \cdot m}{100 - W}, \quad (8)$$

де  $m, m_{суміші}$  – маси нафтопродукту та суміші відповідно, кг.

Підставивши значення  $m_{H_2O}$  з виразу (8) в (6) отримаємо

$$d_1 = \frac{W \cdot r}{(100 - W) \cdot r_{H_2O} + W \cdot r} \quad (9)$$

де  $r$  – густина нафтопродукту,  $\text{кг} \cdot \text{м}^{-3}$ .

Для розрахунку ємності конденсаторної циліндричної структури скористаємось формулою

$$C = e \cdot e_0 \cdot 2p \cdot l \cdot \left[ \frac{1}{\ln\left(\frac{R_4}{R_3 + d}\right)} + \frac{1}{\ln\left(\frac{R_3}{R_2 + d}\right)} + \frac{1}{\ln\left(\frac{R_2}{R_1 + d}\right)} + \frac{1}{\ln\left(\frac{R_1}{R_0 + d}\right)} \right], \quad (10)$$

де  $e$  – діелектрична проникність суміші;

$e_0$  – діелектрична проникність вакууму,  $\text{Ф}/\text{м}$ ;

$l$  – довжина системи електродів,  $\text{м}$ ;

$d$  – товщина електроду,  $\text{м}$ ;

$R_0, R_1, R_2, R_3, R_4$  – відповідно радіуси електродів від найменшого до найбільшого,  $\text{м}$ .

З врахуванням виразів (1), (4) та (9) вираз (10) набуває вигляду

$$C = \left[ \frac{\left( \frac{3W \cdot r}{(100 - W) \cdot r_{H_2O} + W \cdot r} - 1 \right) e_1 + \left( 2 - \frac{3W \cdot r}{(100 - W) \cdot r_{H_2O} + W \cdot r} \right) e_2}{4} + \sqrt{\left( \frac{\left( \frac{3W \cdot r}{(100 - W) \cdot r_{H_2O} + W \cdot r} - 1 \right) e_1 + \left( 2 - \frac{3W \cdot r}{(100 - W) \cdot r_{H_2O} + W \cdot r} \right) e_2}{4} \right)^2 + \frac{e_1 e_2}{2}} \right] \times e_0 \cdot 2p \cdot l \cdot \left[ \frac{1}{\ln\left(\frac{R_4}{R_3 + d}\right)} + \frac{1}{\ln\left(\frac{R_3}{R_2 + d}\right)} + \frac{1}{\ln\left(\frac{R_2}{R_1 + d}\right)} + \frac{1}{\ln\left(\frac{R_1}{R_0 + d}\right)} \right]. \quad (11)$$

Згідно з виразом (11) була розрахована ємність вологочутливої конденсаторної циліндричної структури в середовищі "Marle 13". На рис. 2 показані теоретична та експериментальна залежності ємності вологочутливого сенсора на основі конденсаторної циліндричної структури від вологості нафтопродукту, а саме мінерального масла М8В в діапазоні від 0 % до 20 % масової вологості.

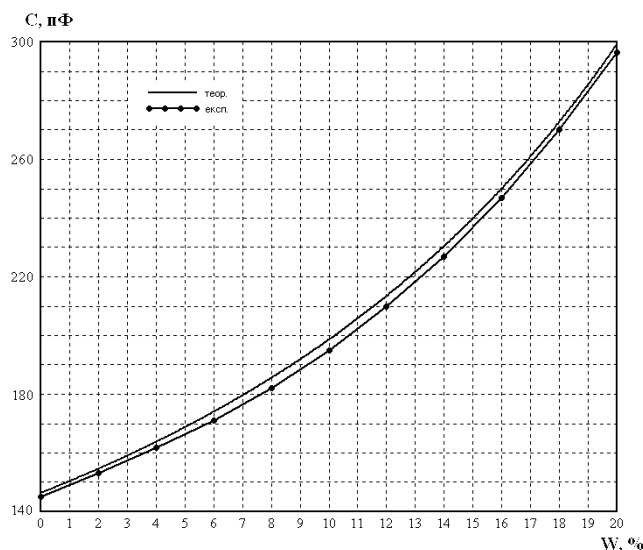


Рис. 2. Експериментальна та теоретична залежності зміни ємності від вологості мінерального масла М8В

Як видно із графіка, теоретичні та експериментальні залежності мають добрий збіг. Так при зміні масової вологості від 0 % до 20 % ємність збільшується від 145 пФ до 297 пФ. Адекватність математичної моделі можна оцінити за допомогою відносної похибки, яка складає 3 %.

### Висновки

Розроблено математичну модель ємнісного сенсора вологості, яка описує залежність електричної ємності від величини вологості нафтопродукту. Вологомір являє собою систему електродів, що виконані у вигляді циліндричних пластин різного діаметру та закріплені у діелектричній трубі. Чутливість сенсора для мінерального масла складає близько 7 пФ/%. Розбіжність теоретичних та експериментальних результатів складає 3 %.

### Література

1. Мікроелектронні сенсори фізичних величин / Вуйцік В., Готра З.Ю., Григор'єв В.В. і др. – Львів: Ліга-Прес, 2002. – 475 с.
2. Фрайден Дж.. Современные датчики. Справочник. – Москва: Техносфера, 2005. – 592 с.
3. Микроэлектронные преобразователи неэлектрических величин / Агеев О.А., Мамиконова В.М., Петров В.В. и др. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. – 153 с.
4. Берлинер М.А. Измерения влажности. – М.: Энергия, 1973. – 400 с.
5. Пат. 39894 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/22. Ємнісний сенсор для вимірювання вологості / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, О.С. Звягін (УКРАЇНА). – № 200814033; Заявл. 05.12.2008; Опубл. 10.03.2009; Бюл. № 5. – 2 с.
6. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Крилик Л.В., Євсєєва М.В. Ємнісний сенсор вологості гребінцевої структури на основі полімерних матеріалів // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2006. – № 2 (12). – С. 229-234.
7. Теория диэлектриков / Н.П. Богородицкий, Ю.М. Волокобинский, А.А. Воробьев, Б.М. Таргев. – М. – Л.: Энергия, 1965. – 344 с.

Надійшла до редакції  
25.10.2009 р.

УДК 389.638.011

**С.В. БЕХ, Ю.С. КУХАРЧУК**

Хмельницький національний університет

## КЛАСИФІКАЦІЯ ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННИХ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ ВІДДАЛЕНИХ ОБ'ЄКТІВ

В статті приводиться класифікація оптико-електронних методів вимірювання температури віддалених об'єктів за різними ознаками. Розглядаються основні їхні переваги та недоліки.

In the article classification over of optical-electronic methods of measuring of temperature of remote objects is brought on different signs. Their basic advantages and failings are examined.

Ключові слова: вимірювання, температура віддалених об'єктів.

### Вступ

В даний час в багатьох галузях промисловості використання високих температур являється невід'ємною частиною технологічного процесу та якість продукції в більшій степені визначається надійністю результатів вимірювань або регулювання температур. Аналогічна ситуація спостерігається в багатьох областях наукових досліджень, де надійність результатів вимірювань високих температур – один з факторів, що визначає успіх досліджень.

Надмірна різноманітність об'єктів дослідження, умов вимірювання температур в цих об'єктах, відмінність вимог до діапазону та точності вимірювання високих температур – все це виключає можливість створення універсальних пірометричних методів та приладів.

Тому є досить актуальним створення такого арсеналу методів та приладів для вимірювання високих температур, які в своїй сукупності змогли б охопити всю різноманітність об'єктів, умов та режимів вимірювання. Це є основною задачею пірометрії.

**Об'єктом дослідження** є існуючі оптико-електронні методи вимірювання температури.

### Результати та їх обговорення

Про температуру нагрітого тіла можна судити на основі вимірювання параметрів його теплового випромінювання, що являє собою електромагнітні хвилі різної довжини. Чим вище температура тіла, тим більше енергії воно випромінює.

Термометри, дія яких заснована на вимірюванні теплового випромінювання, називають пірометрами. Вони дозволяють контролювати температуру від 100 до 6000 °С та вище. Одною з основних переваг даних приладів є відсутність впливу випромінювача на температурне поле нагрітого тіла, так як в процесі вимірювання вони вступають в безпосередній контакт один з

одним. Тому дані методи отримали назву безконтактних оптико-електронних методів вимірювання [2].

Оптико-електронні методи вимірювання температури – це методи безконтактного вимірювання температури нагрітих тіл за їх енергетичним та спектральним характеристикам в різних діапазонах довжин хвиль та (або) на заданих довжинах хвиль. Необхідність безконтактного вимірювання виникає тоді, коли потрібно вимірювати високі температури (сотні та тисячі градусів) в жорстких умовах протікання технологічних процесів.

При розробці та реалізації того чи іншого методу вимірювання температури необхідно враховувати властивості досліджуваного об'єкту та його випромінюючу здатність. В зв'язку із цим, виділено три великі групи оптико-електронних методів вимірювання температури: методи, засновані на використанні характеристик теплового випромінювання чорного тіла, сірих тіл та селективних випромінювачів (рис. 1).

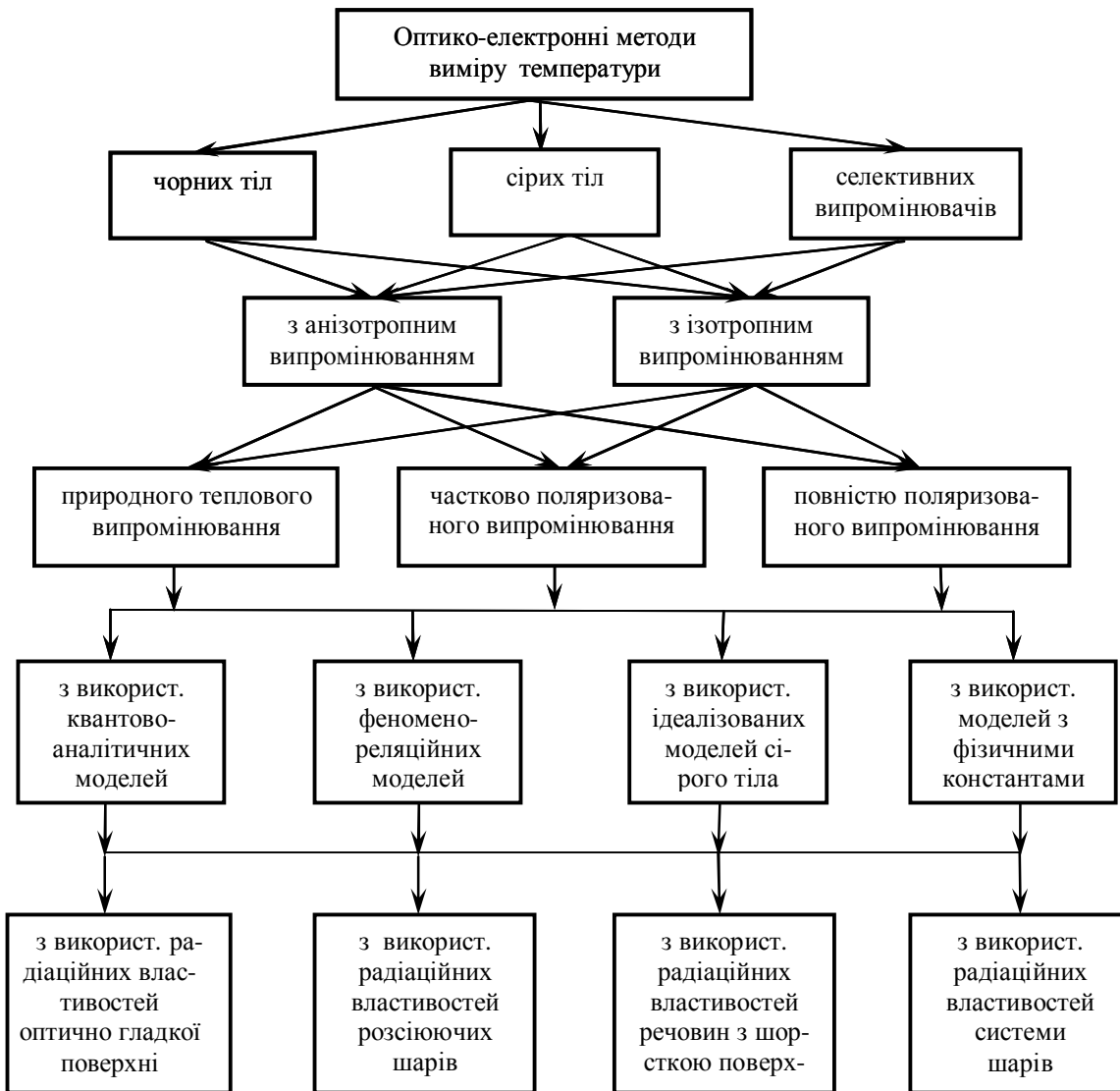


Рис. 1. Класифікація оптико-електронних методів вимірювання температури по характеристикам досліджуваного об'єкта

За ступенем анізотропії (чи по типу кутового розподілу випромінювання) оптико-електронні методи вимірювання температури досліджувані об'єкти (ДО) поділяються на методи вимірювання характеристик ентропійного рівно можливого теплового випромінювання, що підлягає закону Ламберта, і методи вимірювання характеристик анізотропного теплового випромінювання ДО [10].

За характером теплового випромінювання ДО розрізняють оптико-електронні методи визначення температури по результатам вимірювання характеристик природних теплових полів, частково поляризованих і повністю поляризованих теплових полів (рис. 1). Такий розподіл методів необхідний для чіткого розуміння та представлення вимірювальної задачі та характеру теплового випромінювання.

В результаті різноманітності радіаційних властивостей і характеристик ДО виникає необхідність в створенні відповідних моделей теплового випромінювання і їх використання в



рівняннях переносу випромінювання, а також необхідність створення відповідних оптико-електронних методів вимірювання температури, що використовують дані моделі. Тому був виділена така суттєва класифікаційна ознака як «вигляд використовуваних моделей теплового випромінювання».

Оптико-електронні методи у температурі по даній ознаці можуть бути розділені на методи і рівняння вимірювання з використанням квантово-аналітичних моделей теплового випромінювання, методи і рівняння вимірювання з використанням феномено-реляційних моделей, методи і рівняння з використанням математичних моделей на базі точних значень фізичних констант речовини ДО, а також методи і рівняння вимірювання з використанням ідеалізованих моделей сірих тіл (рис. 1).

В основу першої групи вказаних методів покладені квантово-механічний опис випромінювання окремих молекул – випромінювачів, їх статичне об'єднання в один випромінюючий осцилятор і сукупне визначення «сумарного» випромінювання з врахуванням геометричної структури ДО та рівнянь переносу випромінювання [1,5]. В цьому випадку вимірюванням підлягають сумарні випромінювання газів, їх сумішей, промислових газів, що містять трьохатомні молекули ( $H_2O$ ,  $CO_2$ ,  $SO_2$  та ін.), пило газованих сумішей з врахуванням їх квантово-механічних моделей.

Друга група оптико-електронних методів визначення температури зв'язана зі створенням і використанням феномено-реляційних моделей теплового випромінювання з врахуванням радіаційних властивостей реальних об'єктів та результатів експерименту. В цих моделях радіаційні властивості ДО описуються через відношення випромінюючих властивостей реального тіла і ЧТ. Іншими словами, випромінююча властивість реальних тіл визначається як доля випромінювання ЧТ при заданій температурі в будь-якому спектральному інтервалі [1]. В даній групі методів широко використовуються обидві властивості ЧТ:

спектральні радіаційні характеристики ЧТ визначаються тільки одним параметром стану ЧТ – температурою і не залежать від других параметрів системи;

всі спектральні розподіли для ЧТ відповідають максимально можливому тепловому випромінюванню тіл при заданій температурі.

Друга група методів використовується при вимірюваннях температури по тепловим випромінюванням в основному таких об'єктів як нагріті чисті метали, сплави, конгломерати, осколки метеоритів, комети і т.д.

В основі третьої групи оптико-електронних методів вимірювання температури – використання моделей, які поєднують фізичне описання радіаційних методів ДО за допомогою моделі речовини на базі значення точних фізичних констант та використання їх модельних характеристик в рівнянні переносу випромінювання [1]. Дана група методів використовується для визначення температури випромінювання як металів, так і дисперсних систем.

До третьої групи методів можна віднести метод, заснований на використанні моделей сірого тіла та ідеалізованих функціональних залежностей для спрощення розрахунків [1,11] (рис. 1). Відмітимо, що реальні тіла можуть розглядатися як сірі випромінювачі тільки в обмеженому спектральному діапазоні довжин хвиль  $\Delta\lambda$ , в якому коефіцієнт випромінювання ( $\epsilon_T < 0,01$ ) не залежить від температури  $T$  [3].

Залежно від вимірювальних характеристик випромінювання (абсолютних значень теплового потоку випромінювання або його спектрального розподілу) оптико-електронні методи вимірювання температури, незалежно від характеру та використовуваної моделі випромінювання, діляться на дві великих групи – енергетичні та спектральні методи.

Енергетичні методи засновані на вимірюванні інтенсивності теплового випромінювання ДО в широкому та вузькому (відносно широкому) спектральному діапазоні довжин хвиль.

Спектральні методи засновані на вимірюванні випромінювання в неперервному або дискретному діапазонах довжин хвиль з врахуванням форми і ширини спектральних ліній, які залежать від температури безпосередньо (завдяки ефекту Доплера) чи побічно (завдяки ефекту Штарка).

В основу енергетичних методів вимірювання температури покладена залежність повної енергетичної яскравості ДО від його температури. Передача енергії теплового випромінювання ДО проводиться електромагнітними хвилями в широкому чи вузькому діапазоні частот. Тому оптико-електронні методи вимірювання температури відрізняються між собою по широті полоси пропускання ДО, тобто залежно від того, вимірюється сумарна (по всьому спектру частот) чи часткова (на обмеженій ділянці діапазону частот) енергетична яскравість ДО.

Енергетичні (радіаційні) оптико-електронні методи вимірювання температури за випромінюючою здатністю ДО (або по сумарній долі за спектром випромінювання енергетичної яскравості) діляться на енергетичні методи вимірювання температури при чотирьох, які залежать від стану поверхні, значеннях випромінюючої здатності ДО:

- а) при дуже малій випромінюючій здатності ( $\epsilon_T < 0,01$ );
- б) при малій випромінюючій здатності ( $0,01 < \epsilon_T < 0,1$ );
- в) при середній випромінюючій здатності ( $0,1 < \epsilon_T < 0,5$ );

г) при великій випромінюючій здатності ( $0,5 < e_T < 1$ ).

Енергетичні методи визначення температури ДО за спектральним діапазоном енергії теплового випромінювання діляться на оптико-енергетичні методи вимірювання температури за сумарним (повним) випромінювань ДО або радіаційні методи, на оптико-електронні методи вимірювання температури по частковому (або виробній на одній або декількох ділянках спектру) випромінюванню або яскравістні методи, а також на методи вимірювання температури за монохроматичному випромінюванню ДО, що називаються монохроматичними методами [7,9].

Оптико-енергетичні методи вимірювання температури за сумарним (повним) випромінювань ДО – це методи вимірювання температури, основані на використанні залежності від температури повної енергетичної яскравості з сприймаючою поверхнею ДО в широкому спектральному діапазоні довжин хвиль ( $\{\Delta l\} \rightarrow \infty$ ). В цьому випадку енергетична яскравість визначається згідно рівняння [4]:

$$B(T_x) = \int_0^{\infty} B(l, T_x) dl \quad (1)$$

де  $B(T_x)$  – повна енергетична яскравість при температурі;  $T_x$  – спектральна енергетична яскравість, віднесена до дуже вузької області спектру  $dl$ ;  $l$  – довжина хвилі, м.

Для методів вимірювання температури по частковому випромінюванню залежність від температури повної енергетичної яскравості по всьому спектру частот випромінювання описується рівнянням величин (формулою Стефана – Больцмана) [1]:

$$B_0(T_x) = s_0' T_x^4 \quad (2)$$

де  $B_0$  – енергетична яскравість;  $s_0'$  – постійна Стефана – Больцмана, причому  $s_0' = s_0 / p = p^{-1} (5,6696 \pm 0,0029) \cdot 10^{-8} \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{К}^4)$ .

Методи вимірювання температури за монохроматичному випромінюванню ДО – це оптико-електронні методи вимірювання температури по результатам вимірювань неповної енергетичної яскравості при однорідному випромінювання ДО теплової енергії на заданій, але обмеженій по смузі частот ділянці спектрального діапазону. В цьому випадку енергетична яскравість [12]:

$$B(T_x) = \int_{l_1}^{l_2} B(l, T_x) dl_i \quad (3)$$

при  $\{\Delta l\} = \{l_1\} - \{l_2\} = const$ . Зазвичай обирають  $\Delta l = 10 \text{ нм}$ .

Відповідно оптико-електронні методи вимірювання температури за спектральною випромінюючою здатністю ДО можуть бути розділені на спектральні (кольорові) методи вимірювання температури при чотирьох значеннях спектральної випромінюючої здатності ДО:

- а) при дуже малих значеннях ( $0,1 \leq e_{IT} < 0,1$ );
- б) при малих значеннях ( $0,1 \leq e_{IT} < 0,4$ );
- в) при середніх значеннях ( $0,4 \leq e_{IT} < 0,8$ );
- г) при великих значеннях ( $0,8 \leq e_{IT} < 0,99$ ).

За способом порівняння кольорів спектральні оптико-електронні методи вимірювання температури поділяються на колометричні методи, методи спектрального відношення та багато спектріві методи.

Колометричні методи – це методи вимірювання температури, засновані на зрівнянні кольору ДО з кольором, що отриманий за рахунок використання різноманітних (адитивних та субтрактивних) способів синтезу кольорів з наступним визначенням температури по градуїованій шкалі, перерахованим таблицям та графікам. Основні недоліки колометричних методів:

- а) необхідність вибору спектральних характеристик чутливості фотоелементів при реалізації цих методів;
- б) складність підбору характеристик спектральної чутливості світлофільтрів та фотоелементів;
- в) неможливість заміни елементів каналу, оскільки заміна фотоелементу приводить до заміни відповідного світлофільтра;
- г) необхідність при вимірюванні координати  $X$  підбору світлофільтрів двома максимумами, що лежать в різних частинах спектру.

Методи спектрального відношення визначення температури ДО основані на вимірюванні відношення двох потоків випромінювання з різноманітними спектральними складами. Цей метод припускає автоматичне спектрофотометричне зрівняння кольорів з використанням, наприклад

фотоприймача.

Багатоспектрові методи визначення температури основані на вимірюванні спектральних характеристик випромінювання. До  $m$  заданих спектральних ділянок з наступним визначенням відношення пар потоків і розрахунком кольору та температури ДО за відповідним рівнянням вимірювань [13].

За способом зрівняння кольорів коло метричні методи визначення температури поділяються на коло метричні методи візуального (суб'єктивного) зрівняння спектральних кольорів випромінювань та коло метричні методи фотометричного (об'єктивного) зрівняння кольорів випромінювань заданого спектрального складу в вузькому діапазоні довжин хвиль.

З позицій системного підходу класифікація методів вимірювання температури можлива і по фізичним характеристикам матеріалу ЧЕ (з відомими коефіцієнтами заломлення та переломлення) приймачів випромінювання, а краще – за численними значеннями комплексного показника заломлення. В її основу покладемо класифікацію матеріалів за значенням коефіцієнту поглинання [1].

За діапазоном числових значень коефіцієнту поглинання матеріалів ЧЕ приймачів випромінювання розрізняють чотири групи методів вимірювання температури: з високими ( $N_v > 10$ ), з середніми ( $0,1 < N_v < 10$ ), з малими ( $0,01 < N_v < 0,1$ ) та дуже малими ( $0,01 > N_v$ ) значеннями показника поглинання матеріалів ЧЕ.

Матеріали ЧЕ приймачів випромінювання, що характеризуються середніми значеннями показника поглинання, відносяться до проміжного класу [1].

За способом перетворення енергії випромінювання в електричний сигнал і в видиме око зображення оптико-електронні методи визначення температури ДО можуть бути розділені на методи з тепловим або термоелектричним перетворенням, на методи з фотометричним перетворенням на методи з фотохімічним перетворенням.

Теплове або термоелектричне перетворення енергії випромінювання в електричний сигнал використовується в енергетичних методах визначення температури. В основному, при створенні радіаційних пірометрів використовуються неселективні перетворювачі, такі як термомпари, болометри, термобатарей, терморезистори, піроелектричні детектори та інші, що реалізують вказаний спосіб перетворення енергії.

Фотоелектричне перетворення енергії випромінювання в електричний сигнал переважно використовується в спектральних методах визначення температури, за виключенням методів візуального порівняння кольорів. В основному, при будові оптичних пірометрів широко використовуються селективні однодіапазонні та багатодіапазонні фотоприймачі (з внутрішніми та зовнішніми фотоефектами): фотоелементи, фоторезистори, фотодіоди, фото транзистори та інші, в яких перетворення енергії випромінювання в електричний сигнал здійснюється за рахунок зміни електричних властивостей чутливих елементів фотоприймачів під дією випромінювання.

Фотохімічне випромінювання енергії випромінювання в електричний сигнал використовується переважно в коло метричних методах визначення температури у зрівнянні двох кольорів, один з яких отриманий шляхом перетворення енергії слабого випромінювання в видиме око зображення або в електричний сигнал в результаті хімічної реакції [13,8].

За характером рівнянь вимірювань оптико-електронні методи вимірювання температури поділяються на прямі, побічні та надлишкові.

Прямі оптико-електронні методи вимірювання – це методи безпосередньої зміни дійсного значення температури за характеристиками теплового випромінювання досліджуваного об'єкту згідно лінійному рівнянню зв'язку між величинами (рівнянню прямих вимірювань) [9].

Оптико-електронні методи надлишкових вимірювань температури – це методи, основані на виконанні кінцевої сукупності вимірювань контролюючої величини та декількох коректуючи величин, зв'язаний із контролюючій по відомому закону, при незмінних та дискретно змінних на нормовані значення параметрів нелінійної функції перетворення фотоприймача випромінювання з наступним визначенням дійсного значення температури згідно рівнянню надлишкових вимірювань [6].

За способом здійснення надлишковості оптико-електронні методи змінних вимірювань температури поділяються на багатократні та багатоканальні методи.

Багатократні методи – це методи надлишкових вимірювань однорідних фізичних величин (наприклад, випромінювання ДО та ЧТ) з часовим розділенням каналів при одному або декількох нормованих значеннях характеристик вимірювального каналу.

Багатоканальні методи – це методи вимірювання однорідних фізичних величин (в основному, потоку випромінювання) з просторовим розділенням каналів. В оптико-електронних методах – це багато спектральні методи визначення температури [8].

### Висновки

Таким чином, оптико-електронні методи вимірювання температури відрізняються між собою великим числом класифікаційних ознак. Різноманітність даних методів обумовлена залежністю рівнянь вимірювань, що описують ці методи, від параметрів, що характеризують

випромінюючі властивості ДО, від параметрів вимірюваних характеристик випромінювання, від фізичних параметрів, що характеризують властивості матеріалів ЧЕ фотоприймачів тощо.

### Література

1. Блох А.Г., Журавлѐв Н.А., Рыжков Л.Н. Теплообмен излучением: Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 432 с.
2. Гордов А. Н. Основы пирометрии. – М.: Metallургия, 1971. – 447 с.
3. Измерения в промышленности. Справизд.: В 3-х кн.
4. Карташова А.Н., Дунин – Браковский И.В. Технологические приборы и измерения в текстильной и легкой промышленности: Учебник для вузов. – М.: Легкая и пищевая пром-сть, 1984. – 312 с.
5. Кизель В.А. Отражение света. – М.: Наука, 1973. – 135 с.
6. Кондратов В.Т. Оптико-электронные методы измерения температуры: основные понятия, определения, классификация. – Киев, 2001. – 58 с.
7. Криксунов Л.З., Подалко Г.А. Тепловизоры: Справочник. – Киев: Техника, 1987. – 166 с.
8. Полянин О.В. Ушаков Е.В. Оптико-электронные устройства. – М.: Энергия, 1969. – 72 с.
9. Поскачей А.А. Чубарев Е.П. Оптико-электронные системы измерения температуры. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 248 с.
10. Рибо Г. Оптическая пирометрия. – М.; Гостехтеориздат, 1934. – 455 с.
11. Суринов Ю.А. Методы определения и численного расчета локальных характеристик поля излучения // Энергия и экспорт. – 1965. – № 5. – С. 26-45.
12. Физический энциклопедический словарь / Гл. ред. А.М. Прохоров. – М.: Сов. энциклопедия, 1983. – 928 с.
13. Щепина Н.С. Основы светлотехники: учебник для техникумов. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 344 с.

Надійшла до редакції  
21.10.2009 р.

УДК 621.38

**О.В. ОСАДЧУК, В.П. ДЕУНДЯК, М.В. ДЕУНДЯК**

Вінницький національний технічний університет

## **ПОБУДОВА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ОПТИКО-ЧАСТОТНОГО ТЕМПЕРАТУРНОГО СЕНСОРА НА ОСНОВІ СТРУКТУРИ, ЩО СКЛАДАЄТЬСЯ З ПАРИ БІПОЛЯРНОГО І ДВОЗАТВОРНОГО ПОЛЬОВОГО МДН ТРАНЗИСТОРІВ ТА АКТИВНОЇ ІНДУКТИВНОСТІ**

В статті розкрита проблема розробки та математичного моделювання оптико-частотного сенсора температури придатного для використання в умовах виробництва і безпосередньо на робочому місці.

**The problem of development and mathematical design of optical frequency sensor of temperature suitable for the use in the conditions of production and directly in the workplaces showed in the lecture.**

Ключові слова: моделювання, сенсор, температура.

### **Вступ**

Потреба в швидкому безконтактному вимірюванні та контролюванні температури невинно зростає. Основними засобами для задоволення цієї потреби є оптико-електронні прилади для виміру температури, що об'єднують широкий клас пристроїв. Високі технічно-експлуатаційні характеристики оптичних сенсорів температури дозволяють їх використання в різних галузях господарства, науки і техніки.

### **1. Оптико-частотний сенсор температури та його схемна реалізація**

Принцип дії оптико-частотного температурного сенсора ґрунтується на дії зміни температури, що приймається температурним давачем ІРА – Е420S1 фірми Murata (фотоелектричний, інфрачервоний давач), таким чином змінюється вихідна напруга на давачеві, що приводить до зміни смісної складової повного опору на електродах емітер-затвор біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів та активною індуктивністю, що викликає зміну резонансної частоти коливального контуру.

В момент часу, коли на електродах емітер-затвор біполярного та двозатворного польового метал-діелектрик-напівпровідник (МДН) транзисторів виникає від'ємний опір, який приводить до виникнення електричних коливаний в контурі (контур утворений паралельним включенням повного опору з смісним характером на електродах емітер-затвор біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів VT1, VT2 та активною індуктивністю, що утворюється при спеціальному включенні транзистора VT3, конденсатора С2 та резистора R3). При наступній дії зміни температури, яка приймається давачем, змінюється вихідна напруга на

ньому, яка змінює ємнісну складову повного опору на електродах емітер-затвор біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів, а це, в свою чергу, викликає зміну резонансної частоти коливального контуру.

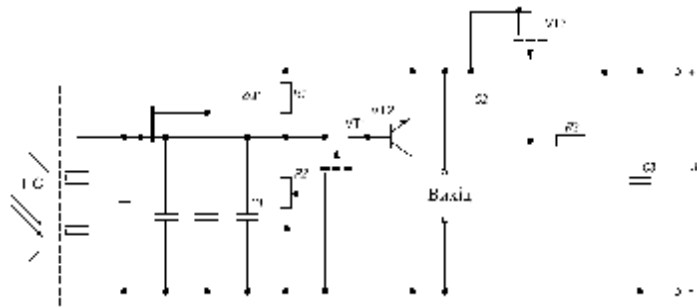


Рис. 1. Електрична схема оптико-частотного температурного сенсора на основі структури біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

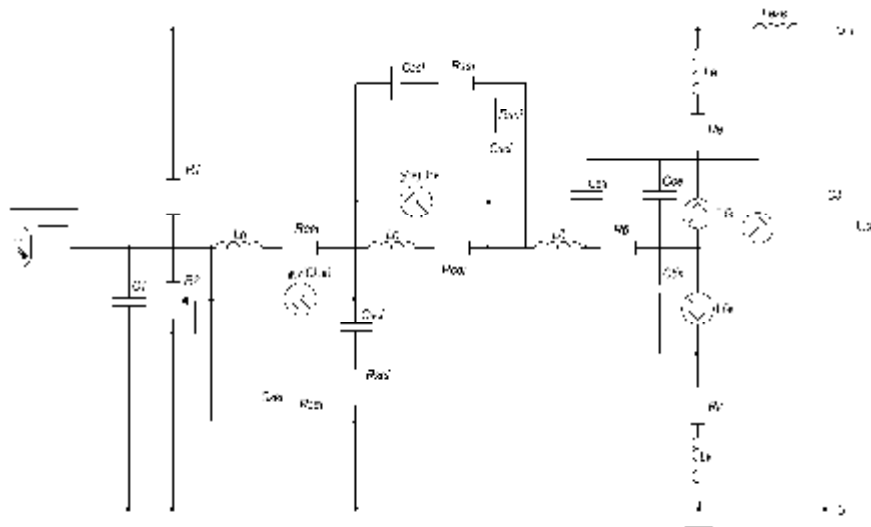


Рис. 2. Еквівалентна схема оптико-частотного температурного сенсора на основі структури біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

Ефективно вирішити проблему дистанційного вимірювання температури дозволяє пристрій зображений на рис. 1. Для вивчення роботи оптико-частотного температурного сенсора в динамічному режимі необхідно отримати залежність активної та реактивної складової комплексного опору електродів емітер-затвор структури. Щоб це здійснити представимо схему пристрою враховуючи еквівалентні схеми транзисторів, отримавши схему на рис. 2.

Для зручності розрахунків спрощену еквівалентну схему оптико-частотного температурного сенсора подано на рис. 3.

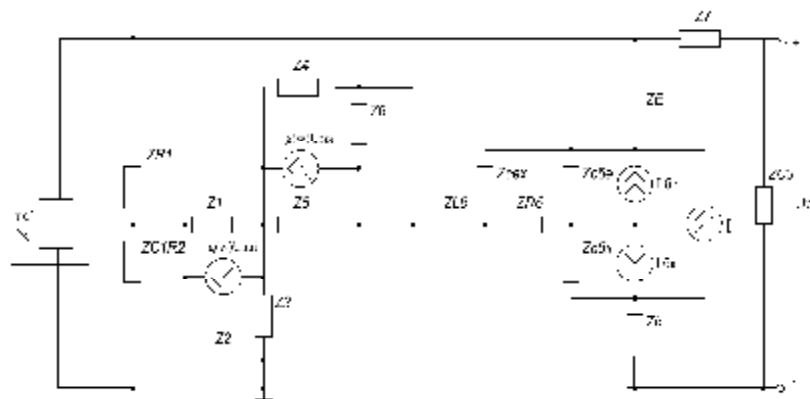


Рис. 3. Спрощена еквівалентна схема оптико-частотного температурного сенсора на основі структури біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

$$\text{Причому } Z_{R1} = R_1; Z_{R2} = R_2; Z_1 = Z_5 = R_{CBi} + j\omega L_0; Z_2 = Z_4 = R_{3Bi} + \frac{-j}{\omega C_{3Bi}}; Z_3 = Z_6 = R_{3Ci} + \frac{-j}{\omega C_{3Ci}};$$

$$Z_{C1R2} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_1}; Z_{RB} = R_B; Z_{LB} = j\omega L_B; Z_{CBX} = \frac{-j}{\omega C_{BX}}; Z_K = R_K + j\omega L_K;$$

$$Z_{CBK} = \frac{-j}{\omega C_{BK}}; Z_{CBE} = \frac{-j}{\omega C_{BE}}; Z_E = R_E + j\omega L_E.$$

## 2. Оптико-частотний сенсор температури та його математична модель

Проведемо розрахунок даної математичної моделі, склавши і розв'язавши систему рівнянь. Розв'яжемо отриману систему рівнянь матричним методом. Для чого запишемо вираз основної матриці системи – А, стовбець вільних членів – В і знайдемо стовбці розв'язків системи – X, відповідно.

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{18} & a_{19} & a_{110} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{27} & a_{18} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{36} & -a_{27} & -a_{18} & -a_{19} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{47} & -a_{18} & 0 & 0 \\ -a_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -a_{47} & 0 & 0 & 0 \\ a_{61} & 0 & a_{63} & a_{64} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{72} & -(a_{83} + a_{64}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{830} & -a_{64} & a_{85} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_{72} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -a_{110} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -a_{85} & -a_{36} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} b_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ b_5 \\ 0 \\ b_7 \\ b_8 \\ b_9 \\ b_{10} \end{pmatrix},$$

де  $a_{11} = -\frac{1}{Z_1}; a_{18} = \frac{1}{Z_2}; a_{19} = \frac{1}{Z_{C1R2}}; a_{110} = -\frac{1}{Z_{R1}}; a_{27} = \frac{1}{Z_3}; a_{28} = \frac{1}{Z_2}; a_{36} = \frac{1}{Z_K}; a_{37} = -\frac{1}{Z_3}; a_{38} = -\frac{1}{Z_2};$   
 $a_{39} = -\frac{1}{Z_{C1R2}}; a_{47} = \frac{1}{Z_{LB}} - \frac{1}{Z_3}; a_{48} = -\frac{1}{Z_2}; a_{51} = \frac{1}{Z_1}; a_{57} = \frac{1}{Z_{LB}} - \frac{1}{Z_3}; a_{61} = -\frac{1}{Z_{LB}}; a_{63} = -\frac{1}{Z_{CBX}}; a_{64} = \frac{1}{Z_{RB}};$   
 $a_{72} = \frac{1}{Z_E}; a_{73} = -\frac{1}{Z_{CBE}} - \frac{1}{Z_{RB}}; a_{83} = \frac{1}{Z_{CBE}}; a_{84} = -\frac{1}{Z_{RB}}; a_{85} = -\frac{1}{Z_{CBK}}; a_{92} = -\frac{1}{Z_E}; a_{910} = -\frac{1}{Z_{R1}}; a_{105} = \frac{1}{Z_{CBK}};$   
 $a_{106} = -\frac{1}{Z_K}; b_1 = g(w)U_{3Bi}; b_5 = -g(w)U_{3Bi}; b_7 = I - I_{BE}; b_8 = -I_{BK} - I_{BE}; b_9 = \frac{U_{JK}}{Z_L}; b_{10} = I_{BK} - I.$

При чому величина індуктивності активного елемента описується виразом:

$$L_{EKB} = \frac{1}{w} \cdot \frac{A_4 A_1 + A_3 A_2}{A_1^2 + A_2^2}, \quad (1)$$

де  $A_1 = \omega C_2 \cdot \left[ (R_{\Pi} + R_B - R_3 a_1)^2 - (R_3 a_2)^2 + \frac{1}{(\omega C_2)^2} \right],$   
 $A_2 = \omega C_2 \cdot [2R_3 a_2 (R_{\Pi} + R_B - R_3 a_1)],$   
 $A_3 = \left[ R_3 a_1 (R_{\Pi} + R_B - R_3) - (R_{\Pi} + R_B) \frac{R_3^2}{R_C} - \frac{2a_1 R_3^3}{R_C} + \frac{a_2 R_3^2}{(\omega C_2)^2} \right],$   
 $A_4 = \left[ 2R_3^2 a_1 a_2 - (R_{\Pi} + R_B) R_3 a_2 + \frac{2a_2 R_3^3}{R_C} \right],$

де  $a_1 = \frac{a_0}{1 + (f/f_a)^2}$  – дійсна складова коефіцієнта передачі струму у схемі з загальною базою,  $a_2 = \frac{a_0 f/f_a}{1 + (f/f_a)^2}$  – уявна складова коефіцієнта передачі струму у схемі з загальною базою,  $R_{\Pi}, R_C, R_B$  – відповідно опір підложки, стоку і витоку транзистора VT3,  $f_a$  – гранична частота біполярного транзистора в схемі з загальною базою,  $f$  – робоча частота,  $w = 2\pi f$  – кругова частота.

Добротність активного індуктивного елемента визначається формулою:

$$Q = \frac{(A_4 A_1 + A_3 A_2) \omega C_2}{\omega C_2 (A_3 A_1 + A_4 A_2) - (A_1^2 + A_2^2)}. \quad (2)$$

Струми база-емітер  $I_{BE}$  і база-колектор  $I_{BK}$  описуються виразами:

$$I = \frac{I_{BE} - I_{BK}}{Q}, \quad (3)$$

$$I_{BE} = I_S \exp\left(\frac{U_{BE}}{NE \cdot V_t} - 1\right) \quad (4)$$

$$I_{BK} = I_S \exp\left(\frac{U_{BK}}{NC \cdot V_t} - 1\right) \quad (5)$$

$$I_S = I_{SS} \exp\left(\frac{U_{js}}{NS \cdot V_t} - 1\right) \quad (6)$$

де  $Q$  – заряд в базі;  $V_t = kT/q$ ;  $I_{SS}$  – зворотний струм р-п переходу підкладки;  $U_{BE}$  – напруга база-емітер;  $U_{BK}$  – напруга база-колектор;  $U_{js}$  – контактна різниця потенціалів переходу колектор-підкладка;  $NE$  – коефіцієнт не ідеальності емітерного переходу;  $NC$  – коефіцієнт не ідеальності колекторного переходу;  $NS$  – коефіцієнт не ідеальності переходу підкладки.

### 3. Вираз для повного опору оптико-частотного сенсора температури та його залежність від напруги живлення

Розв'язавши отриману систему рівнянь, визначимо вираз для повного опору оптико-частотного сенсора температури, що матиме вигляд:

$$Z = \frac{U_{ж} \cdot (Z_{R1} + Z_{C1R1}) \cdot \frac{Z_{RB} \cdot Z_{CBX} \cdot Z_{C1R1} + Z_{R1} \cdot Z_{CBX} \cdot (Z_{CBE} + Z_{RB}) - Z_{C1R1} \cdot Z_{CBE} \cdot Z_{RB}}{Z_{R1} \cdot Z_{CBX} \cdot Z_{C1R1} (Z_{CBE} + Z_{RB})}}{\left(\frac{U_{ж}}{Z_L} - I + I_{BE}\right) \left(\frac{Z_{CBE} \cdot Z_{RB}}{Z_{CBX} (Z_{CBE} + Z_{RB})} - \frac{Z_{RB}}{Z_{CBE} + Z_{RB}}\right) - I + I_{BK} - g(w)U_{3Bi} \frac{Z_1}{Z_{LE}} + 2g(w)U_{3Bi}} \quad (7)$$

Теоретична залежність реактивної та активної складової повного комплексного опору від напруги живлення для оптико-частотного температурного сенсора подані на рис. 4, рис. 5 відповідно.

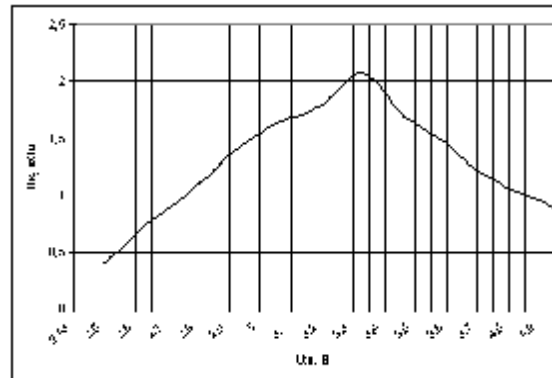


Рис. 4. Теоретична залежність реактивної складової повного комплексного опору від напруги живлення для оптико-частотного температурного сенсора на основі структури, що складається з пари біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

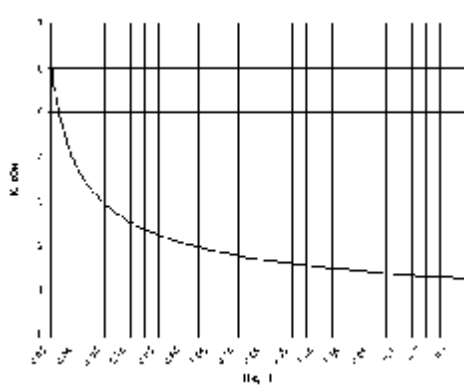


Рис. 5. Теоретична залежність активної складової повного комплексного опору від напруги живлення для оптико-частотного температурного сенсора на основі структури, що складається з пари біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

**Висновки**

1. Було здійснено побудову математичної моделі оптико-частотного температурного сенсора на основі структури, що складається з пари біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів.

2. Були представлені еквівалентні схеми пристрою, враховуючи еквівалентні схеми транзисторів, в результаті чого було отримано еквівалентну та спрощену еквівалентну схему оптико-частотного температурного сенсора.

3. Проведено розрахунок даної математичної моделі оптико-частотного температурного сенсора на основі структури, що складається з пари біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів матричним методом, шляхом складання і розв'язку системи рівнянь.

4. Розв'язавши отриману систему рівнянь, був визначений вираз для повного опору оптико-частотного температурного сенсора на основі структури, що складається з пари біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів.

5. Отримано теоретичні залежності реактивної та активної складової повного комплексного опору від напруги живлення оптико-частотного температурного сенсора на основі структури, що складається з пари біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів.

**Література**

1. Поскачей А. А., Чубаров Е. П. Оптико-электронные системы измерения температуры. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 246 с.
2. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Кравчук Н. С. Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007. – 163 с.
3. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2000. – 302 с.
4. Пат. 33239 Україна. МПК<sup>7</sup> G 01 K 5/00. Оптичний сенсор температури з частотним виходом / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Деундяк В. П., Деундяк М. В.; власник Вінницький національний технічний університет. – № u200802333; заявл. 22.02.2008; опубл. 10.06.2008, Бюл. № 11.

Надійшла до редакції  
8.10.2009 р.



УДК 621.396

В.М. КИЧАК, І.Ю. КРАВЦОВ

Вінницький національний технічний університет

## МЕТОД ФАЗОВОЙ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Рассмотрен метод фазовой компенсации помех адаптивной системы пространственно-временной фильтрации. Данный метод фазоамплитудной компенсации помехи получен путем использования свойств симметрии весовых коэффициентов. Так как при любом угле прихода помехи фазовые сдвиги помеховых сигналов в антенных элементах равны и противоположны по знаку, то соответственно значения весового коэффициента, для выполнения условия полной компенсации помехи, будут равны и противоположны по знаку.

The method of phase indemnification of hindrances of adaptive system of an existential filtration is considered. The given method of phase-peak hindrance indemnification is received by use of symmetry properties of weight factors. As at any coal of arrival of a hindrance phase shifts of hindrance signals in antenna elements are equal and opposite with a sign, so accordingly values of weight factor, for performance of a condition of full indemnification of a hindrance, will be equal and opposite with a sign.

Ключові слова: фазова компенсація, завада.

### Введение

Адаптивная обработка сигнала в СВЧ диапазоне позволяет расширить относительную полосу частот, что повышает информационную способность системы и улучшает качество пространственно-временной фильтрации [1, 2].

Техническая реализация адаптивных систем в СВЧ диапазоне наталкивается на ряд серьезных трудностей, связанных со спецификой функциональных узлов адаптивных систем, приводящих к высокой стоимости, громоздкости и большому энергопотреблению. Особо важное значение эти факторы приобретают в бортовых адаптивных системах [3, 4].

Поэтому возникает необходимость разработки метода фазовой компенсации для применения унифицированных функциональных узлов и блоков, предназначенных для построения адаптивных компенсаторов помех СВЧ диапазона.

### Метод фазовой компенсации помех

Пусть на входы симметрично расположенных, относительно центра антенной решетки, элементов приходят не коррелированные между собой полезный сигнал  $S$  и сигнал помехи  $I$ , причем полезный сигнал приходит, например, с направления совпадающего с осью симметрии антенны, а помеха приходит под углом  $\alpha$  по отношению к направлению прихода сигнала (рис. 1).

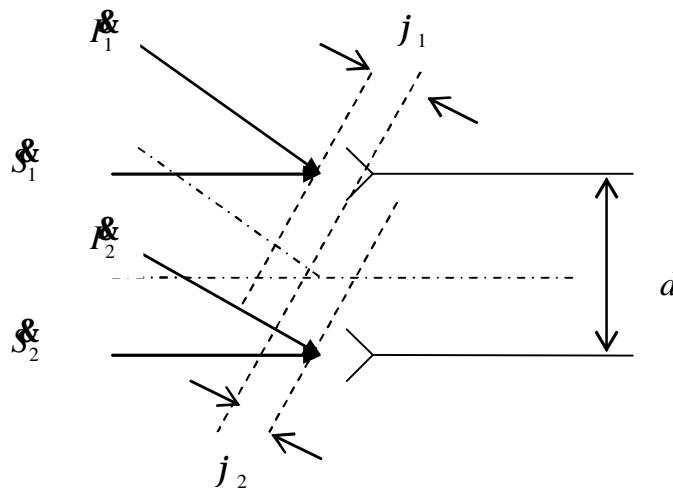


Рис. 1.

Полезные сигналы, возбуждаемые в первом и втором антенных элементах, обозначены  $S_1$ ,  $S_2$ , а сигналы помехи соответственно  $I_1$ ,  $I_2$ . Так как полезный сигнал приходит с центрального направления, то амплитуды полезных сигналов, возбуждаемых в элементах антенны, равны и одинаковы по фазе. Сигналы, возбуждаемые помехой  $I_1$  и  $I_2$  в симметрично расположенных антенных элементах, равны по амплитуде и сдвинуты относительно сигнала

помехи, приходящего в центр антенны, на углы  $j_1$  и  $j_2$ , где  $|j_1| = |j_2|$ .

В общем случае для  $2n$  – элементной антенной решетки

$$j = \pm dl \left(m - \frac{1}{2}\right) \sin a,$$

где  $d$  – расстояние между элементами;  $l$  – длина волны сигнала;

$m$  – порядковый номер элемента, отсчитанный от центра линейной антенной решетки.

Структурную схему фазоамплитудного компенсатора помехи представим в виде антенной решетки, сумматора, блока приема и блока управления (рис 2).

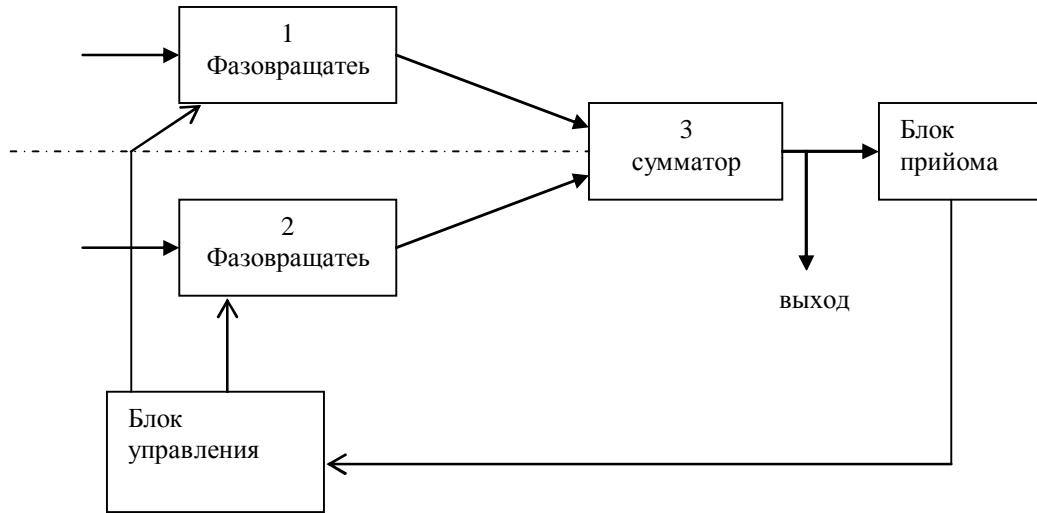


Рис. 2.

Если фазовращатели 1 и 2 в начальный момент не вносят фазового сдвига, то сигнал на выходе сумматора 3 будет состоять из полезной составляющей  $S_{\Sigma}$ , равной сумме векторов  $S_1$  и  $S_2$  и помехи  $A_{\Sigma}$ , равной сумме векторов  $A_1$  и  $A_2$ . Если фазовращатели 1 и 2 вносят определенный фазовый сдвиг, то векторы сигналов, возбуждаемых в антенных элементах умножают на весовые коэффициенты  $W_1$  и  $W_2$  и суммируют. Тогда сигнал на входе сумматора будет равен

$$C = (S_1 + A_1)W_1 + (S_2 + A_2)W_2. \tag{1}$$

Уравнение (1) можно переписать в виде

$$C = (S_1W_1 + S_2W_2) + (A_1W_1 + A_2W_2) = S_{\Sigma} + A_{\Sigma}, \tag{2}$$

где

$$S_{\Sigma} = S_1W_1 + S_2W_2 = S_1 + S_2; \quad A_{\Sigma} = A_1W_1 + A_2W_2 = A_1 + A_2;$$

$S_1, S_2$  – полезные составляющие сигнала на выходах первого и второго фазовращателей;

$S_{\Sigma}$  – полезная составляющая сигнала на выходе сумматора;

$A_1, A_2$  – помеховые составляющие сигнала на выходах первого и второго фазовращателей;

$A_{\Sigma}$  – помеховая составляющая сигнала на выходе сумматора

Для компенсации помехи производят одновременный сдвиг фаз в обоих элементах в противоположных направлениях до полной компенсации помехи. Условие полной компенсации помехи можно записать в виде  $A_{\Sigma} = 0$ , или  $A_1 + A_2 = 0$ , или

$$A_1W_1 + A_2W_2 = 0. \tag{3}$$

где

$$A_1 = \frac{P}{2} \mathbf{1}^{ij_1}; \quad A_2 = \frac{P}{2} \mathbf{1}^{ij_2}; \tag{4}$$

$$W_1 = W_1 \mathbf{1}^{jg_1}; \quad W_2 = W_2 \mathbf{1}^{jg_2}; \tag{5}$$

$P$  – амплитуда помехи на входе антенной решетки;

$W_1, W_2$  – амплитудные значения весовых коэффициентов, равные модулю коэффициента передачи фазовращателей 1 и 2;

$g_1, g_2$  – сдвиг фаз, осуществляемый фазовращателями 1 и 2.

Так как фазовращатели практически не изменяют амплитуду приходящих сигналов, то модули их коэффициентов передачи примем равными единице

$$W_1 = W_2 = 1$$

Тогда весовые коэффициенты будут равны

$$\mathbf{W}_1^* = \mathbf{1}^{jg_1}; \quad \mathbf{W}_2^* = \mathbf{1}^{jg_2} \quad (7)$$

Подставив (5) и (7) в уравнение (4), получим

$$\frac{P}{2} \mathbf{1}^{j\mathbf{j}_1} \mathbf{1}^{jg_1} + \frac{P}{2} \mathbf{1}^{j\mathbf{j}_2} \mathbf{1}^{jg_2} = 0 \quad \text{или} \quad \frac{P}{2} \mathbf{1}^{j(j_1+g_1)} + \frac{P}{2} \mathbf{1}^{j(j_2+g_2)} = 0. \quad (8)$$

Это условие выполняется, если равные по амплитуде векторы  $\mathbf{W}_1^*$  и  $\mathbf{W}_2^*$  будут сдвинуты по фазе друг относительно друга на половину длины волны, т.е. на  $180^\circ$ .

При этом

$$|\mathbf{j}_1| = |-\mathbf{j}_2|, \quad |\mathbf{g}_1| = |-\mathbf{g}_2| \quad \text{и} \quad \mathbf{g}_1 = 90 - \mathbf{j}_1; \quad \mathbf{g}_2 = -90 + \mathbf{j}_2. \quad (9)$$

Таким образом, когда сдвиг фаз, осуществляемый фазовращателями 1 и 2 достигает значений  $g_1$  и  $g_2$ , определяемых из условия (9), выполняется условие (4) и произойдет компенсация помехи.

Так как при любом угле прихода помехи фазовые сдвиги помеховых сигналов  $\mathbf{j}_1$  и  $\mathbf{j}_2$  в антенных элементах 1 и 2 равны и противоположны по знаку, то соответственно значения весового коэффициента фазы фазовращателей 1 и 2 при выполнении условия (4) будут равны и противоположны по знаку. Поэтому при компенсации помехи будем производить одновременный сдвиг фаз в фазовращателях 1 и 2 с одинаковой скоростью в противоположных направлениях до полной компенсации помехи.

Необходимо отметить, что пределы изменения фазового сдвига осуществляемого фазовращателями 1 и 2, могут задаваться различными в зависимости от типа используемой решетки, предельного угла сканирования луча и ожидаемых углов прихода полезного сигнала и помехи.

### Выводы

Разработана математическая модель, на основе которой проведен теоретический анализ метода компенсации помех для случая симметричного расположения элементов эквидистантной антенной решетки с использованием в качестве критерия предельного коэффициента подавления. Полученные аналитические выражения для значений весовых коэффициентов позволяет установить возможность использования свойств симметрии при построении цепей управления адаптивного устройства амплитудно-фазовой компенсации помех. По полученному аналитическому выражению определена зависимость коэффициента предельного подавления от величины задержки в элементах антенной решетки. Установлена возможность построения фазовой адаптивной системы с использованием свойств симметрии весовых коэффициентов.

### Литература

1. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационных помех. – М.: Сов. Радио, 1981.
2. Риглер, Комптон Р.Т. Адаптивная антенная решетка для подавления помех. ТИИЭР. – Т 61. – № 6. – С. 75-86.
3. Самойленко В.И. Системы управления фазированными антенными решетками. – Известия ВУЗов, Радиоэлектроника, 1979. – Том 29. – № 2. – С. 3-18.
4. Самойленко В.И. Шишов Ю.А. Управление фазированными антенными решетками. – М.: Радио и связь, 1983.

Надійшла до редакції  
7.10.2009 р.

## ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ З КОРИГУВАННЯМ НЕЛІНІЙНОСТІ

У роботі запропоновано узагальнений критерій ефективності АЦП, на базі якого виконано аналіз структур АЦП з коригуванням нелінійності. За отриманими результатами аналізу розроблено рекомендації щодо створення оптимальних структур перетворювачів з корекцією.

In work it is proposed a generalized criterion performance ADC on which analyze structures ADC nonlinearity correction. By analyzing the results obtained developed recommendations on the optimal structure of the correction converters.

Ключові слова: АЦП, критерій ефективності.

## Вступ

Аналого-цифровий перетворювач (АЦП) призначено для перетворення неперервних сигналів в еквівалентні значення цифрових кодів. Основними параметром АЦП, який характеризує перетворювач є точність [1]. Чинником, що впливає на точність АЦП є нелінійність перетворення. Усім перетворювачам аналог-код властиві помилки, пов'язані з нелінійністю, які є наслідком фізичної недосконалості АЦП [2]. Традиційно проблеми, які пов'язані із підвищенням точності вирішуються шляхом введення надлишковості у процес перетворення. Такий підхід призводить до того, що суттєво знижується швидкодія перетворення та ускладнюється апаратна реалізація. Тому аналіз методів коригування нелінійності АЦП та розробка рекомендацій щодо покращення якісних показників перетворювачів потребує подальшого розвитку. Розв'язання даної задачі дозволить покращити якість АЦП, а саме підвищити точність перетворення без значних втрат у швидкодії. Такий підхід є недостатньо дослідженим.

Метою роботи є аналіз ефективності АЦП з коригуванням та розробка рекомендацій щодо підвищення точності АЦП з коригуванням.

Для досягнення заданої мети необхідно розв'язати такі задачі:

- розробка критерію ефективності АЦП з коригуванням;
- дослідження існуючих АЦП з коригуванням;
- аналіз результатів порівняння принципів побудови АЦП.
- розробка рекомендацій щодо підвищення ефективності АЦП з коригуванням.

## Розробка критерію ефективності АЦП

Для розв'язання поставлених задач необхідно виконати пошук критерію ефективності АЦП. Питання вибору критерію ефективності необхідно вирішувати у взаємозв'язку з розв'язанням задачі оцінювання ефективності АЦП у цілому. Тому потрібно розробити критерій, на базі якого можна виконувати аналіз методів коригування АЦП. Частинними критеріями, за допомогою яких аналізують АЦП є інформаційний вигравш і складність [2]. Найбільш розповсюдженими узагальненими критеріями є критерії кваліметрії виду [2]:

$$Q = (Ефект) / (Витрати).$$

Складність реалізації АЦП залежить від кількості цифрових і аналого-цифрових елементів  $k$ , які містить АЦП і визначається за формулою [2]:

$$Q_c = \frac{1}{(1 + 0,001 \cdot k)^k}. \quad (1)$$

Оптимальні структури АЦП мають значення даного критерію, що знаходиться в межах 0,9 – 1. Такі АЦП характеризуються невисокою складністю. Для складніших пристроїв аналого-цифрового перетворення даний критерій може приймати значення у межах 0,05 – 0,2.

Одним з основних параметрів пристроїв перетворення сигналів є інформаційний вигравш, тобто приріст інформаційної продуктивності АЦП, який визначається за формулою [2]:

$$\Delta I = -F \log_2(1 - b), \quad (2)$$

де  $F$  – верхня частота в спектрі сигналу, який перетворюється;

$b$  – коефіцієнт, який залежить від похибок АЦП і дорівнює:

$$b = (aS_{нч}^2 + bS_{вч}^2 + cS_a^2 + dS_{кв}^2) / S^2, \quad (3)$$

де  $S$  – середньоквадратичне значення результуючої похибки перетворювача;

$S_{нч}$ ,  $S_{вч}$  – низькочастотна та високочастотна складові похибки перетворювача;

$S_a$  – складова похибки апроксимації перетворювача;

$S_{кв}$  – похибка квантування за рівнем;

$a, b, c, d$  – коефіцієнти, які визначаються методом корекції.

На базі наведених частинних критеріїв ефективності можна знайти узагальнений критерій ефективності АЦП, який дорівнює:

$$Q = - \frac{F \log_2 (1 - (aS_{нч}^2 + bS_{вч}^2 + cS_a^2 + dS_{кв}^2) / S^2)}{(1 + 0,001 \cdot k)^k} \quad (4)$$

З виразу (4) очевидно, що чим більше значення  $Q$ , тим ефективніший метод коригування і більший інформаційний виграш.

Дослідження структур АЦП з корекцією

Однією із існуючих структур є високоточний АЦП із ваговою надлишковістю, що самокалібрується. Структурну схему АЦП порозрядного врівноваження на базі надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ) представлено на рис. 1 [1, 3].

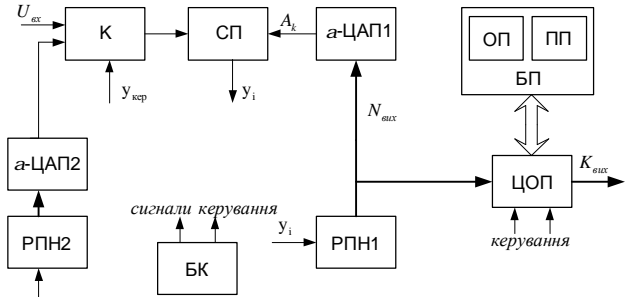


Рис. 1. Узагальнена структура порозрядного АЦП, що самокалібрується на базі НПСЧ

В основу методу самокалібрування покладено принцип умовного розбиття розрядної сітки перетворювача на групу «неточних» старших розрядів і «точних» молодших. Для двійкових АЦП існують й інші моделі розподілу похибок розрядної сітки. В АЦП на основі НПСЧ є можливість формувати ваги всіх розрядів з великим технологічним допуском. При цьому належність до «точних» молодших розрядів вибирається з умови,

$$\Delta Q_{i \max} \leq 0,5 \cdot Q_0,$$

де  $\Delta Q_{i \max}$  – максимальне значення абсолютної похибки  $i$ -го розряду, що залежить від технологічного допуску  $dQ$  на відхилення від ідеального значення ваги  $i$ -го розряду.

Недоліками даної структури є:

- поява методичної похибки самокалібрування, що накопичується зі збільшенням кількості «неточних» розрядів;
- висока складність такої структури призводить до зменшення точності перетворення саме із-за інструментальної похибки.

Розглянемо структуру АЦП порозрядного кодування з автокорекцією характеристики перетворення, запропоновану в [4]. Даний АЦП реалізується на основі двоматричного цифро-аналогового перетворювача (ЦАП), за допомогою якого досягається зменшення похибки, тобто мультиплікативної складової (рис 2).

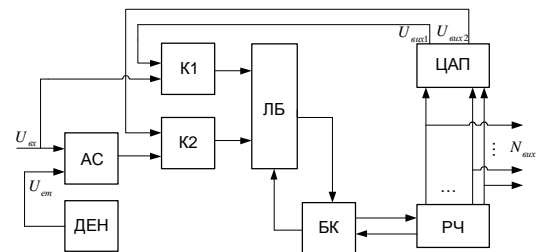


Рис. 2. АЦП порозрядного кодування з автокорекцією характеристики перетворення

АЦП функціонує, як перетворювач порозрядного кодування, причому в першому такті перетворення вхідний сигнал  $U_{вх}$  порівнюється з еталоном старшого розряду ЦАП  $U_{ем1}$  за допомогою компаратора  $K1$ . Якщо  $U_{вх} < U_{ем1}$ , то у наступних тактах перетворення вихідний код  $N$  формується на базі результатів порівняння  $U_{вх}$  і  $U_{вих1}$  за допомогою  $K1$ . У випадку, коли  $U_{вх} \geq U_{ем1}$  після першого такту код  $N$  формується за результатами порівняння сигналу  $U_{вх1} = U_{ем} - U_{вх}$  з виходу аналогового суматора (АС) і сигналу  $U_{вих2}$ .

Недоліками такої структури є:

- незначне підвищення точності перетворення по відношенню до складності алгоритму функціонування структури;
- низька швидкість перетворення;



Рис. 3. Структура двоступеневого конверсного АЦП з корекцією помилок

- складність апаратної реалізації.

Одним з найбільш поширених АЦП є двоступеневий конвеєрний перетворювач з корекцією помилок, структура якого представлена на рис. 3 [5].

Даний АЦП виконує коригування таким чином. Перше перетворення виконується АЦП1, який керує ЦАП. На виході ЦАП формується наближення аналогового вхідного сигналу. Пристрій вибірки зберігання (ПВЗ2) здійснює часову затримку аналогового сигналу, доки АЦП1 виконує перетворення і ЦАП встановлює необхідний сигнал на виході. Проміжний результат підсилюється та перетворюється у цифровий сигнал за допомогою АЦП2. Результати двох перетворень об'єднуються і додатковий розряд використовується для виправлення помилок, отриманих при першому перетворенні. Недоліками структури двоступеневого конвеєрного АЦП із корекцією помилок є:

- необхідність виконання перетворення за 3 – 4 такти, що знижує швидкість АЦП;
- точність корекції визначається аналоговими вузлами;
- складність реалізації.

#### Аналіз критеріїв ефективності структур АЦП

Для виконання порівняльного аналізу структур АЦП за допомогою розробленого критерію необхідно, щоб виконувалась така умова:  $b > 0$ . Оптимальними, є такі значення  $N$ ,  $M$ ,  $S$ , при яких спостерігається максимум даного критерію, тобто, при якому виконується статистичне усереднення ( $S$ ) перетворень для кожної з ( $M$ ) значень подальшої корекції низькочастотних завод у ( $N$ ) перетвореннях.

Для критеріїв, які є функціями  $N$ , оптимальним буде максимально допустиме значення  $N$ , при якому НЧ завада ще не зазнає великих часових змін. Значення  $M$  обирається залежно від характеру завади, яка коригується [2]. Для критеріїв, які є функціями  $S$ , оптимізація виконується аналітично чи за допомогою ПК. Нехай для всіх методів, які аналізуються обрано такі значення середньоквадратичних складових результуючої завади:  $S_{нч} = 3$ ;  $S_{вч} = 6$ ;  $S_a = S_{кв} = 1$ . Якщо НЧ завада коригується, то  $M=1$ , а значення  $S$  не перевищує:  $S \leq 10$ .

Проаналізуємо інформаційні виграші АЦП, структури яких представлені на рисунках 1-3. Для структур рис. 1-3 задаємо  $M=0$  і  $N=S$ ,  $M=1$  і  $N=1000$ ,  $N=1$  і  $M=1$  відповідно. Звідси отримаємо відповідні вирази для  $b$  у кожному з трьох випадків:

$$b_1 = \frac{(S-1) \cdot (S_{вч}^2 + S_{кв}^2)}{S S^2} + \frac{(1-S) \cdot S_a^2}{S^2} = 0,765 - 0,021S - 0,787S^{-1}; \quad (5)$$

$$b_2 = \frac{18}{27} - \frac{10}{27S} - \frac{S}{27} - \frac{1}{27 \left( \frac{1000}{S} \right)} = 0,666 - 0,37S^{-1} - 0,037S; \quad (6)$$

$$b_3 = \frac{5}{9} - \frac{S}{27} - \frac{1}{3S} = 0,555 - 0,037S - 0,333S^{-1}. \quad (7)$$

На базі отриманих виразів (5)– (7) побудовано залежності  $b$  від  $S$  для трьох випадків (рис. 4).

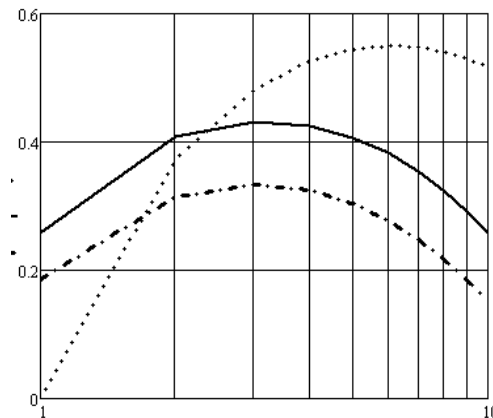


Рис. 4. Залежність нормованої похибки АЦП від коефіцієнта статистичного усереднення:

"—" – залежність для структури рис. 2;

"•••" – залежність для структури рис. 1;

"-•-" – залежність для структури рис. 3.

Проаналізувавши рис. 4 можна зазначити, що максимальне значення параметру  $b$  для випадків 1-3 спостерігається при  $S=6$ , 3 та 3 відповідно.

У таблиці 1 наведено оцінки критерію ефективності досліджуваних АЦП з корекцією нелінійності.

Таблиця 1

**Числові значення критерію ефективності АЦП з коригуванням**

Варіант структури АЦП	Структура АЦП на базі НПСЧ	Структура АЦП з автокорекцією характеристики перетворення	Структура двоступеневого АЦП
Критерій			
Інформаційний виграш, $\Delta I$	1,34F	1,26 F	1,17F
Складність системи, $Q_c$	0,67	0,41	0,59
Узагальнений критерій ефективності, $Q$	0,89F	0,51 F	0,8F

Згідно табл. 1, інформаційний виграш  $\Delta I$  для наведених структур має достатньо високі значення, а реалізація, навпаки, є достатньо складною. Слід відмітити, що останнім часом формується нова методика коригування нелінійності АЦП, яка пов'язана з обробленням спектра вихідного сигналу АЦП. Такий підхід дає можливість визначення тонкої структури сигналу АЦП, що створює умови для підвищення точності калібрування. Особливостями спектрального калібрування є те, що такий метод дає змогу шляхом екстраполяції вихідних послідовностей даних АЦП за межами інтервалу їх запису досягнути результатів, яких неможливо отримати, застосовуючи інші методи [6].

Розробка методу корекції нелінійності АЦП у спектральній області повинна, по-перше, підвищити значення інформаційного виграшу за рахунок коригування спектра вихідного сигналу, по-друге, знизити апаратну реалізацію, тобто складність системи, застосовуючи спеціалізовані мікросхеми цифрової обробки сигналів. Це призведе до того, що значення узагальненого критерію оцінювання  $Q$  буде досить високим.

#### Висновки

1. Розроблено критерій ефективності для оцінки методів коригування АЦП, який враховує інформаційний виграш та складність системи і за допомогою якого можна провести аналіз АЦП.

2. Розглянуто основні структури АЦП з коригуванням, а саме: АЦП порозрядного врівноваження на базі НПСЧ, АЦП порозрядного кодування з автокорекцією характеристики перетворення, двоступеневого конвексного АЦП із корекцією помилок.

3. Виконано аналіз числових значень критерію ефективності АЦП, який дозволяє стверджувати, що існуючі методи аналого-цифрового перетворення з коригуванням характеризуються високою складністю та достатньо високим інформаційним виграшем.

4. Розроблено рекомендації для побудови АЦП з корекцією нелінійності, які базуються на спектральній методиці калібрування, що створює умови для покращення лінійності АЦП.

#### Література

1. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2004. – 260 с.

2. Моисеев В.С. Системное проектирование преобразователей информации. / Л.: Машиностроение, 1982. – 255 с.

3. Азаров О.Д., Кадук О.В. Високолінійні АЦП порозрядного врівноваження із ваговою надлишковістю, що самокалібруються, для комп'ютерних систем оброблення даних // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2008, № 1. – С. 102 – 110

4. Высокопроизводительные преобразователи формы информации / А.И. Кондалев, В.А. Багацкий, В.А. Романов, В.А. Фабричев. – Киев: Наук. думка, 1987. – 280с.

5. Walt Kester, Drive Circuitry is Critical to High-Speed Sampling ADC's, Electronic Design Special Analog Issue, Nov. 7, 1994, Pp. 43-50.

6. Бортник Г.Г., Бортник С.Г. Дослідження інтегральної нелінійності аналого-цифрового перетворювача у базисі дискретних функцій Фур'є // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2005, № 5. – С. 117 – 119.

Надійшла до редакції  
2.10.2009 р.

## АНАЛІЗ ВПЛИВУ МІЖШАРОВИХ ПЕРЕТИНОК ДРУКОВАНИХ ПЛАТ НА ІНТЕГРАЛЬНУ ЦІЛІСНІСТЬ СИГНАЛІВ ВИСОКОШВИДКІСНИХ ІНТЕРФЕЙСІВ

Розглянуто зв'язок геометричних параметрів міжшарових перетинок та технології виготовлення, визначено електричну модель міжшарової перетинки, показано вплив параметрів моделі на інтегральну цілісність передачі сигналів.

**The relation of geometrical parameters and production technology of buried vias was considered. The electrical model of buried via was defined. The effect of model parameters on the signal integrity was showed.**

Ключові слова: міжшарова перетинка, друкована плата, зворотний струм, паразитні параметри, перехресні завади

### Вступ

Термін "міжшарова перетинка" зазвичай означає металізований отвір у друкованій платі. Міжшарові перетинки використовуються для монтажу елементів із штировими виводами та для з'єднання друкованих провідників, що проходять у різних шарах плати. З точки зору інтегральної цілісності сигналів, обидва цих типа міжшарових перетинок поведуться однаково.

Якщо металізовані отвори міжшарових перетинок - занадто широкі, то на друкованій платі зменшується місце для прокладки сигнальних доріжок. Очевидно, що потрібні тонкі міжшарові перетинки, але наскільки тонкі? Чим тонші вдасться зробити міжшарові перетинки, тим більше друкованих доріжок вдасться прокласти (збільшити щільність трасування). Конструктори, що прагнуть знизити габарити виробу, неминуче будуть змушені робити міжшарові перетинки усе тоншими і тоншими.

Чим менші міжшарові перетинки, тим менше їхні паразитні параметри. Це означає, що на високих частотах вони працюють краще. Домогтися найвищої швидкодії можна тільки за умови використання найтонших міжшарових перетинок.

Звичайно, тонкі міжшарові перетинки обходяться дорожче у виробництві. Чим вища точність виготовлення, тим вища вартість виробництва - це основний принцип будь-якої технології, і міжшарові перетинки не є в цьому плані виключенням. Отже, міжшарові перетинки підкоряються трьом правилам:

- чим тонші перетинки, тим менше місця вони займають;
- чим тонші перетинки, тим менші паразитні параметри з'єднання ;
- чим тонші перетинки, тим дорожче обходиться їхнє виробництво.

**Метою статті** є визначення аспектів впливу міжшарових перетинок на якість передавання сигналів у високошвидкісних інтерфейсах, аналіз впливу через побудову моделі міжшарової перетинки, подання рекомендацій що до проектування друкованих плат із використанням міжшарових перетинок у колах високошвидкісних інтерфесів.

### Діаметр отвору міжшарової перетинки

Наскрізний металізований отвір міжшарової перетинки повинен бути достатнім по розміру для того, щоб у нього помістилися виводи елемента. Діаметр готового отвору повинен перевищувати розмір виводу елемента, що вставляється в його. У випадку типових друкованих плат надлишковий діаметр, необхідний для гарної пайки, перебуває в межах від 0,010 до 0,028 дюймів, залежно від технології пайки. Можливості зменшення діаметра міжшарових перетинок, призначених для монтажу компонентів, невеликі.

Точний діаметр трасувальних міжшарових перетинок, використовуваних для з'єднання друкованих доріжок, визначити складніше. Мінімально допустимий діаметр трасувальних міжшарових перетинок обмежений можливостями технологій свердління й металізації.

Чим тонше отвір, тим тонше повинне бути свердло, а тонкі свердла ламаються частіше, ніж товсті, міцні свердла. Виробники друкованих плат були б просто щасливі, був би діаметр отворів хоча б не менше 0,050 дюйма. На жаль, такий великий діаметр отвору істотно обмежив би щільність трасування.

На свердління тонких отворів потрібно також більше часу. Свердління широких отворів здійснюється пакетним способом, тобто одночасно обробляється стопка друкованих плат. Тонкі свердла при глибокому свердлінні неминуче "веде" убік від осі (тонкі свердла вигинаються в міру поглиблення). Тому тонкі отвори доводиться свердлити меншими пакетами, що збільшує час виготовлення.

Нанести металізацію гальванічним способом на стінки глибокого й тонкого отвору по всій його глибині не вдасться. Неможливо забезпечити рівномірну товщину металізації отвору глибиною, що перевищує його діаметр більш ніж у шість разів. Для стандартної товщини друкованої плати 0,063 дюйма це обмежує мінімальний діаметр отвору на рівні 0,010 дюйма, що



ще залежить від старанності настроювання технологічного устаткування й необхідного відсотка виходу придатних виробів. Всі ці фактори збільшують вартість виготовлення тонких міжшарових перетинок.

Під час замовлення виготовлення печатних плат не слід змішувати аспекти свердління та металізації із можливостями технології виготовлення рисунку друкованої плати. Ці два питання взаємозалежні, але лише частково. Для правильного замовлення друкованої плати із оптимальними параметрами потрібна таблиця вартості просвердленого отвору залежно від його діаметра і таблиця вартості квадратного дюйма площі друкованої плати залежно від ширини друкованої доріжки. За допомогою цих двох таблиць й інформації, наведеної нижче, можливо вибрати найкращу комбінацію розміру отвору, ширини доріжки й кількості шарів для конкретного завдання. У більшості виробників друкованих плат вартість виготовлення росте пропорційно кількості шарів плати.

Які ж розумні межі розмірів отворів? У військовому стандарті MIL-STD-275E (США) перераховані три категорії допустимих відхилень розміру отвору: кращої, стандартної й зниженої технологічності. Кращі допуски у виробництві дотримувати простіше всього (і дешевше всього). У категорії зниженої технологічності допуски набагато жорсткіші й вартість виробництва відповідно до них звичайно вище. У стандарті IPC-D-300G (Interconnections Packaging Circuitry Standard — стандарт на між'єднання елементів електронних схем) наведена аналогічна інформація для виробів цивільного призначення. У таблицях представлена мінімальна вибірка даних зі стандарту MIL-STD-275E.

Таблиця 1

**Стандарт MIL-STD-275E. Діаметр отвору**

	Бажаний	Стандартний	Пониженої технологічності
Мінімальний діаметр отвору	$T/3$	$T/4$	$T/5$

$T$  — товщина печатної плати

Таблиця 2

**Стандарт MIL-STD-275E. Допуски на параметри отвору**

	Бажаний	Стандартний	Пониженої технологічності
Допуск на товщину металізації	0,0028	0,0021	0,0014
Точність дотримання діаметру металізованого отвору			
Діаметр 0,015-0,030 дюйма	0,008	0,005	0,004
Діаметр 0,031-0,061 дюйма	0,010	0,006	0,004
Допуск на поєднання отвору			
Розмір плати < 12 дюймів	0,009	0,006	0,004
Розмір плати > 12 дюймів	0,012	0,009	0,006
Мінімальна ширина контактної майданчики металізовано отвору			
Внутрішній шар плати	0,008	0,005	0,002
Зовнішній шар плати	0,010	0,008	0,005

Таблиця 3

**Стандарт MIL-STD-275E. Мінімальний зазор**

	Бажаний	Стандартний	Пониженої технологічності
Повітряний зазор при пайці хвилею	0,020	0,010	0,005

**Ємність міжшарової перетинки**

Будь-яка міжшарова перетинка має паразитну ємність стосовно землі. Маючи невеликі фізичні розміри, міжшарові перетинки поведуться значною мірою як елементи із зосередженими параметрами. Паразитна ємність міжшарової перетинки з точки зору інтегральної цілісності сигналів викликає в основному подовження фронтів цифрових сигналів, формуючи, разом із активним опором доріжки інтегруючи ланку.

Паразитну ємність можна знайти за наступною формулою:

$$C(n\phi) = \frac{1.41e_r T D_1}{D_2 - D_1} \quad (1)$$

де  $e_r$  — відносна діелектрична проникність матеріалу (матеріалів) друкованої плати

$T$  — товщина друкованої плати, дюйми;

$D_1$  — діаметр контактної майданчики, що оточує міжшарову перетинку, дюйми;

$D_2$  - діаметр зазору навколо міжшарової перетинки в опорному шарі (шарах) землі, дюйми;

Ємність, внесена контактними майданчиками, значно зростає у випадку вузького зазору. Якщо для збереження нерозривності шару землі приходится робити незначні зазори, потрібно зменшити розміри контактних майданчиків, розташованих в опорному шарі землі або зовсім уникнути їх використання. Розриви фланців в опорному шарі землі ніяк не відібуються на роботі міжшарових сигнальних перетинок.

Формула (1) отримана в припущенні, що контактні майданчики міжшарової перетинки є в усіх, без винятку шарах. Іноді конструктори не закладають контактні майданчики в тих шарах, які не з'єднані з доріжками, небагато зменшуючи тим самим паразитну ємність. На практиці, у багатьох випадках паразитна ємність настільки мала, що її можна не враховувати.

Якщо неодмінно необхідно заздалегідь знати величину ємності міжшарової перетинки, можливо використати її збільшену фізичну модель. Під час створення фізичного макету перетинки використовується принцип масштабування: ємність пропорційно збільшеного макета міжшарової перетинки або друкованої доріжки в  $X$  раз перевищує ємність реального об'єкта, де  $X$  - масштаб макета.

Наприклад, на рис. 1 показаний простий макет міжшарової перетинки, виготовлений з алюмінієвої фольги і картону. Це - модель трасувальної міжшарової перетинки плати поверхневого монтажу в масштабі 100:1. Центральна трубка, що імітує внутрішню стінку металізованого отвору, має діаметр 1,6 дюйма. Контактні майданчики на кінцях трубки мають діаметр 2,8 дюйма. Зазор в опорному шарі землі має діаметр 5,0 дюймів. За умови таких розмірів, виміряна ємність моделі становить 11 пФ. З урахуванням масштабу 100:1, ємність реальної міжшарової перетинки за умови, що вона оточена повітряним діелектриком, становить 0,11 пФ. Оскільки в дійсності міжшарова перетинка оточена діелектриком FR-4 з відносною діелектричною проникністю 4,7, то її ємність становить приблизно 0,5 пФ. Значно легше точно виміряти порівняно більшу ємність 11 пФ, чим ємність реальної готової міжшарової перетинки. Крім того, виготовлення макета - досить захоплююче заняття.

Зіставимо обмірюваний результат з результатом, отриманим по формулі (1):

$$C = \frac{(1,4)(4,7)(0,063)(0,028)}{0,050 - 0,028} = 0,53(nФ) \quad (2)$$

Отже формула дає достатньо точний результат для практичних розрахунків.

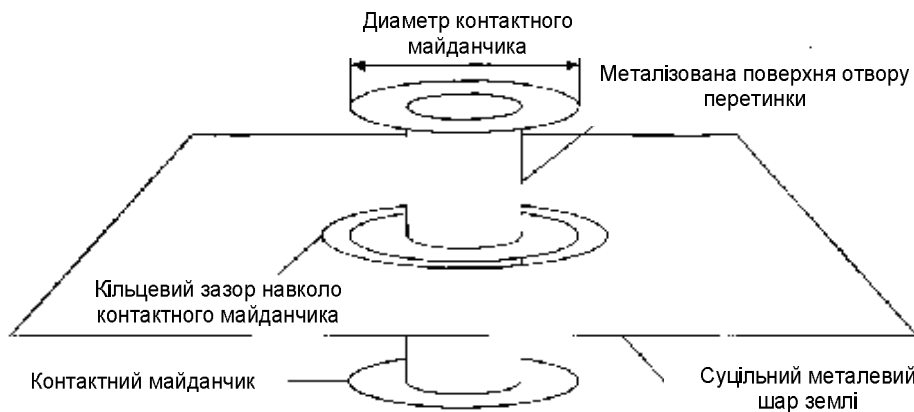


Рис.1. Модель міжшарової перетинки

Який вплив зробить така міжшарова перетинка на лінію передачі хвильовим опором 50 Ом? Відповідно до формули збільшення часу наростання перехідної характеристики лінії, обмірюване по рівнях 10-90%, викликане впливом ємності міжшарової перетинки становитиме [2]:

$$T_{10-90} = 2,2C(Z_0/2) = (2,2)(0,5)(50/2) = 27,5(nc) \quad (3)$$

Двадцять сім пікосекунд - це, поза всяким сумнівом, малюсінкий інтервал часу (3), але у випадку високошвидкісних інтерфейсів вплив такої затримки може бути вирішальним. Якщо доводиться постійно розраховувати ємності міжшарових перетинок площадок, доцільно використовувати програмне забезпечення моделювання електромагнітних полів. Подібні пакети прикладних програм (за умови досить потужного комп'ютера) забезпечують точний розрахунок ємності й індуктивності тривимірних структур, до яких і відносяться міжшарові перетинки.

#### Індуктивність міжшарової перетинки

Будь-яка міжшарова перетинка крім ємності має також паразитну послідовну індуктивність. Із практичної точки зору для проектування печатних плат більше важлива індуктивність міжшарових перетинок, а не їхня ємність. Основним ефектом, створюваним власною послідовною індуктивністю міжшарових перетинок, є зниження ефективності

блокувальних конденсаторів у колах живлення.

Призначення блокувальних конденсаторів полягає в тому, щоб замкнути між собою по високій частоті два опорних шари живлення й землі. Уявимо собі, що інтегральна схема, виводи якої з'єднані, як показано на рис.2, із шарами живлення й землі у точці А, захищена ідеальним блокувальним конденсатором поверхневого монтажу, включеним між опорними шарами у точці В.

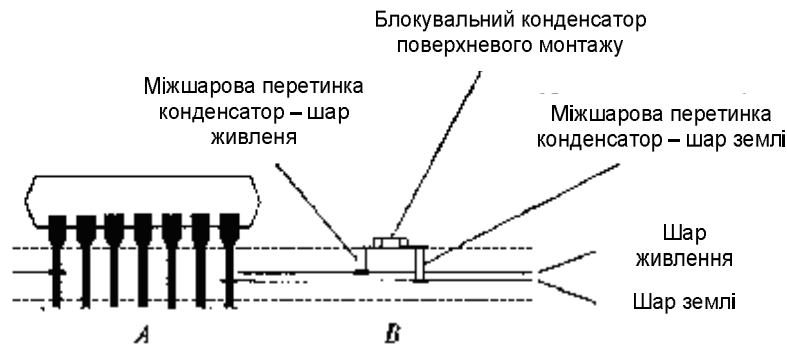


Рис.2. Схема розташування блокувального конденсатора та міжшарових перетинок живлення та землі

У цьому випадку, у точці підключення мікросхеми опір між шарами живлення та землі по високій частоті повинен дорівнювати нулю. Однак, ненульова індуктивність наскрізних міжшарових перетинок, якими конденсатор з'єднаний із опорними шарами, створює невеликий, але помітний вплив. Ця індуктивність становить приблизно [2]:

$$L(nHn) = 5,08h \left[ \ln \left( \frac{4h}{d} \right) + 1 \right] \quad (4)$$

де  $h$  — довжина міжшарової перетинки, дюйми;

$d$  — діаметр міжшарової перетинки, дюйми.

Оскільки у формулі (4) стоїть логарифмічна функція, зміна діаметра міжшарової перетинки не робить помітного впливу на величину індуктивності. Помітно змінити її можна тільки за рахунок зміни довжини міжшарової перетинки.

Розрахуємо індуктивність для випадку  $h = 0,063$  та  $d = 0,016$  (дюймів):

$$L = (5,08)(0,063) \left[ \ln \left( \frac{4(0,063)}{0,016} \right) + 1 \right] = 1,2nHn \quad (5)$$

У випадку типової тривалості фронту цифрового сигналу для швидкісних інтерфейсів  $T_{10-90} = 1$ нс, індуктивний опір перетинки складатиме:

$$x_l = \frac{pL}{T_{10-90}} = 3,8(Ом) \quad (6)$$

Опір 3,8 Ом може виявитися недостатньо низьким для ефективного шунтування кола живлення мікросхеми по високій частоті. Необхідно також урахувати, що блокувальний конденсатор звичайно підключається до опорних шарів живлення й землі двома міжшаровими перетинками, у результаті паразитна індуктивність зростає вдвічі. Послабити цей ефект можна, встановлюючи блокувальні конденсатори на тій стороні плати, до якої ближче розташовані шари живлення й землі. І, нарешті, друківані доріжки, прокладені між контактними майданчиками блокувального конденсатора й міжшаровими перетинками, вносять додаткову індуктивність. Ці доріжки обов'язково повинні бути більше широкими, чим звичайно.

Можна домогтися дуже низькоімпедансного з'єднання шарів живлення й землі, з'єднавши їх безліччю блокувальних конденсаторів. Щоб у самому грубому наближенні оцінити ефект такої конструкції для цифрової схеми, припустимо, що шари живлення й землі являють собою ідеальні провідники, що володіють нульовою індуктивністю. Під час оцінювання враховуються тільки індуктивності блокувальних конденсаторів, сусідніх з ними доріжок і міжшарових перетинок. Всі блокувальні конденсатори, що перебувають у межах ділянки певного радіуса, будуть діяти так, начебто вони включені паралельно, тим самим знижуючи імпеданс між шарами живлення й землі. Ефективний радіус, у межах якого це допущення справедливо, становить  $l/12$ , де  $l$  — електрична довжина, що відповідає тривалості фронту сигналу. Всі конденсатори, що перебувають у межах ділянки діаметром  $l/6$ , поведуться як кола із зосередженими параметрами.

Для сигналу із тривалістю фронтів 1 нс, у випадку діелектрика FR-4, ефективна електрична довжина становить приблизно  $l = 6$  дюймів. Таким чином, у цьому випадку при розміщенні блокувальних конденсаторів із кроком більше  $l/12 = 0,5$  дюйма, виграшу не буде.

За умови зменшення тривалості фронтів сигналів проблема захисту від завад по колах живлення стає усе складнішою. Чим коротше стають фронти, тим менше стає ефективний

радіус шунтування. Кількість блокувальних конденсаторів, що попадають у межі ефективного радіусу, за інших рівних умов, зменшується пропорційно квадрату тривалості фронтів сигналів. Ця проблема додатково ускладнюється тим, що одночасно зі зменшенням тривалості фронтів сигналу зростає частота зламу обвідної спектру сигналу, у результаті чого зростає індуктивний опір міжшарової перетинки. У результаті ефективність роботи конкретної конфігурації блокувальних конденсаторів, що успішно справляється зі своїм завданням у певному частотному діапазоні, при зменшенні тривалості фронтів сигналу вдвічі, знижується у вісім разів!!! Цей принцип масштабування дозволяє успішно використати досвід, придбаний у процесі роботи в одному частотному діапазоні, при переході в інший частотний діапазон.

#### **Зворотні струми й міжшарові перетинки**

У багатошарових друкованих платах з декількома опорними шарами землі необхідно ретельно аналізувати шляхи зворотних струмів. Сигнальний високочастотний струм високошвидкісних інтерфейсів протікає від джерела живлення у бік навантаження по сигнальному провіднику і повертається до джерела (у випадку однопровідної лінії) через потенційні шари живлення та землі утворюючи зворотний струм. За умови суцільної металізації, наявності блокувальних конденсаторів та міжшарових потенційних перетинок зворотний струм має багато можливих шляхів протікання, але «обирає» шлях із найменшою індуктивністю [1]. Така умова еквівалентна умові розташування шляху протікання зворотного струму, що розташовано якомога ближче до сигнального провідника. Таким чином струм сигнального провідника та зворотний струм утворюють контур струму, конфігурація якого може визначатись міжшаровими перетинками та їх розташуванням на друкованій платі.

Звичайно, будь-який контур із струмом створює перехресні завади що до інших провідників, і рівень завад буде залежати від геометричної конфігурації такого контуру. Відомо, що два контури струму, що володіють однаковою індуктивністю, при рівності струмів, створюють однакові магнітні потоки. Отже, обидва контури струму будуть створювати однаковий рівень електромагнітного поля. Звідси отримаємо цікавий висновок: рівень електромагнітного поля, створюваного доріжкою, прокладеної у внутрішньому шарі друкованої плати, не відрізняється від рівня електромагнітного поля, створюваного доріжкою, прокладеної в зовнішньому шарі друкованої плати. Це справедливо особливо для друкованих доріжок, які розташовані на краю плати. Суцільні шари землі, розташовані паралельно вектору магнітного потоку, що генерується, практично не екранують його.

Зменшення перехресних завад та сторонніх випромінювань можливо забезпечивши вільний шлях зворотному струму із одного шару землі в інший, врахувавши наступні правила.

1. Змінити конструкцію друкованої плати таким чином, щоб зворотним струмам високошвидкісних сигналів взагалі не потрібно було переходити з одного шару землі в інший. Тобто сигнальні провідники мають бути розташовані в одному шарі плати.

2. Обмежити можливість трасування друкованих провідників таким чином, щоб вони, переходячи із шару в шар, завжди залишалися з однієї й іншої сторони ближче всього до тому самому шару землі. Це правило дозволяє використати природно згруповані пари шарів вертикального й горизонтального розведення. Цей варіант майже настільки ж ефективний, як і варіант (1).

3. Поряд з кожною міжшаровою перетинкою, що з'єднує сигнальні доріжки, передбачити міжшарову перетинку, що з'єднує опорні шари землі, спеціально для того, щоб забезпечити зворотному струму шлях із шару в шар слідом за сигнальним провідником.

4. Розташовувати якнайбільше міжшарових перетинок, що з'єднують шари землі, по всій друкованій платі. У цьому випадку незалежно від того, де стоїть міжшарова перетинка сигнальної доріжки, для зворотного струму завжди знайдеться поблизу земляна міжшарова перетинка, по якій він зможе перейти слідом за сигналом, не ухиляючись далеко убік від сигнальної доріжки.

5. Не слід використати як шляхи поворотних струмів захисні доріжки. На перший погляд це гарна ідея, але вона виявляється марною на практиці. Насамперед, захисні доріжки впливають тільки в тому випадку, коли вони розташовані впритул до сигнальних доріжок. Але якщо використати як шлях зворотного струму таку захисну доріжку, що перебуває досить близько до сигнальної доріжки, то вона одночасно виявляється досить близькою для того, щоб вплинути (знизити) на хвильовий опір друкованої лінії передачі. У третій, для того щоб домогтися помітного ефекту від такого варіанту, необхідно, щоб імпеданс таких доріжок був досить низьким, іншими словами вони повинні бути дуже й дуже широкими. За умови наявності в платі суцільних шарів землі користі від захисних доріжок немає ніякої.

#### **Висновки**

1. Встановлено, що для якісного функціонування високошвидкісних інтерфейсів на печатних платах за умови існування у провідниках інтерфейсу міжшарових перетинок, діаметр перехідних отворів із технологічних міркувань має становити не більше 20% від товщини плати.

2. Встановлено, що паразитні параметри перехідного отвору спричиняють порушення роботи високошвидкісних інтерфейсів через «затягування» фронтів сигналів, що викликано паразитною ємністю і становить десятки піко секунд, зміщенням потенціалу землі, через

паразитну індуктивність, що становить одиниці наногенрі. Подано рекомендації щодо усунення негативного впливу паразитної ємності та індуктивності.

3. Встановлено механізм впливу міжшарової перетинки на рівень перехресних завад, подано рекомендації що до проектування печатних плат із високошвидкісними інтерфейсами в аспектах встановлення та розміщення міжшарових перетинки.

### Література

1. Джонсон Говрад В., Грэхем, Мартин. Конструирование высокоскоростных цифровых устройств: начальный курс черной магии.:Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006, - 624с.:ил. – Парал. тит. англ.

2. Джонсон Говрад В., Высокоскоростная передача цифровых данных: высший курс черной магии.:Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2005, - 1024с.:ил. – Парал. тит. англ.

Надійшла до редакції  
20.10.2009 р.

**УДК 621.396.6: 621.774.011.3**

**В.М. КИЧАК, НАССИР МАНСУР МАХМУД АБУХАМУД, В.М. ТКАЧУК**

Винницкий национальный технический университет, г. Винница

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИНДУКТИВНОГО ДИНАМИЧЕСКОГО НЕГАТРОНА

Показано, что реактивное сопротивление индуктивного динамического негатрона (ИДН) принимает максимальное значение на предельной частоте ( $f_a$ ) транзистора, включенного по схеме с общей базой, и имеет индуктивный характер, а максимальное значение добротности – на частоте  $0,5f_a$ .

Предложена методика и алгоритм построения многомерных законов распределения параметров ИДН с учетом влияния дестабилизирующих факторов.

It is shown that the reactance of the inductive dynamic negatron (IDN) accepts the maximal value on the maximum frequency ( $f_a$ ) of a transistor with common-base connection, and has inductive character; and maximal value of quality factor is on a frequency of  $0,5f_a$ .

A method and an algorithm for constructing multidimensional laws of IDN parameters distribution are offered taking into account influence of destabilizing factors.

Ключові слова: индуктивный динамический негатрон, законы распределения, отрицательное динамическое сопротивление, начальные моменты.

### Введение

В настоящее время опубликовано много работ по исследованию приборов с отрицательным динамическим сопротивлением (ОДС) и разработке различного вида устройств на их основе [1,2,3]. В имеющихся работах проведены исследования влияния дестабилизирующих факторов на параметры приборов с (ОДС), однако, комплексного подхода к оценке влияния дестабилизирующих факторов с учётом производственно-технологического разброса номиналов компонентов схем и их влияния на параметры приборов с (ОДС) в настоящее время не разработано. Эта задача может быть решена с использованием статистических методов, так как все перечисленные факторы носят случайный характер. В связи с этим, целью настоящей работы является исследование статистических характеристик одного из перспективных приборов с ОДС – индуктивного динамического негатрона (ИДН) и построение его статистической модели, которая дала бы возможность оценить вероятность обеспечения работоспособности радиотехнических устройств на его основе на этапе проектирования

### Решение задачи

Простейшая схема (ИДН) представляет собой транзистор, включенный по обратной схеме с общим коллектором. В цепь базы транзистора включается индуктивность  $L_G$ , которая обеспечивает положительную обратную связь и способствует получению индуктивного характера входного сопротивления и высокую добротность за счет появления на определённой частоте.

Полный импеданс такой цепи можно представить в виде [1,2]

$$Z_{вх}(P) = Z_{э}(P) + [(1-a(P))Z_G(P)] \quad (1)$$

Если предположить, что статический коэффициент передачи, транзистора, включенного

по схеме с общей базой примерно равен единице, что справедливо для маломощных СВЧ транзисторов, то выражение (1) можно переписать следующим образом

$$Z_{ex}(P) = Z_{\bar{\sigma}}(P) - T(P)Z_{\bar{\sigma}}(P),$$

где  $T(P) = \frac{P}{P + w_a}$  – коэффициент трансформации сопротивления.

Для удобства дальнейших выкладок введем следующие обозначения

$$Y(P) = \frac{1}{Z(P)} \text{ – комплексная проводимость;}$$

$$T^{-}(P) = (w_a + P)P^{-1} \text{ – комплексный коэффициент трансформации проводимости.}$$

Рассмотрим, как влияет на полную проводимость схемы индуктивность, включенная между базой и коллектором транзистора. Если проводимость индуктивности равна

$Y(P) = \frac{1}{PL}$ , то ее трансформацию на вход схемы можно представить произведением  $T^{-}(P)$  на  $Y(P)$ ,

$$T^{-}(P)Y(P) = (w_a + P)P^{-1}(PL)^{-1} = -w_a(w^2L) + (PL)^{-1} \quad (2)$$

Из выражения (2) следует, что индуктивность, включенная между базой и коллектором транзистора, трансформируется на вход в виде отрицательной активной  $-w_a(w^2L)^{-1}$  и индуктивной  $(PL)^{-1}$  проводимостей.

Исходя из упрощенной эквивалентной схемы транзистора, включенного по обратной схеме с общим коллектором, определим полное входное сопротивление ИДН для случая, когда между базой и коллектором включено активное сопротивление  $R_{\bar{\sigma}}$  [2]

$$X = \frac{(r_{\bar{\sigma}} + R_{\bar{\sigma}})a_0 \frac{w}{w_a}}{1 + (f/f_a)^2} \quad (3)$$

$$R = [r_{\bar{\sigma}} + (r_{\bar{\sigma}} + R_{\bar{\sigma}}) - (r_{\bar{\sigma}} + R_{\bar{\sigma}})a_0] \left(1 + \frac{f}{f_a}\right), \quad (4)$$

где  $r_{\bar{\sigma}}$  – сопротивление базовой области транзистора,  $r_{\bar{\sigma}}$  – сопротивление эмиттерного перехода,  $f_a$  – предельная частота при включении транзистора по схеме с общей базой;  $R_{\bar{\sigma}}$  – сопротивление, включенное между базой и коллектором транзистора.

Анализ выражения (3) показывает, что реактивное сопротивление зависит от частоты и на некоторой частоте принимает экстремальное значение. Для определения частоты, на которой реактивное сопротивление достигает максимального значения, проведем исследование функции (3) на экстремум

$$\frac{dx}{df} = \frac{(r_{\bar{\sigma}} + R_{\bar{\sigma}})a_0}{f_a} \times \frac{1 - \left(\frac{f}{f_a}\right)^2}{1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2} = 0 \quad (5)$$

Из (5)  $1 - \left(\frac{f}{f_a}\right)^2 = 0$  и  $f = f_a$ , то есть в точке  $f = f_a$  имеет место локальный максимум.

Из этого выражения следует, что реактивное сопротивление принимает максимальное значение на частоте  $f_a$ . При этом, с ростом частоты до  $f_a$ , реактивное сопротивление возрастает, а выше  $f_a$  с ростом частоты уменьшается.

Анализ выражения (4), показывает, что активное сопротивление с ростом частоты возрастает и, поскольку  $a_0$  незначительно отличается от единицы, а  $r_{\bar{\sigma}} < r_{\bar{\sigma}}$ , то увеличение будет незначительным. Поэтому фазочастотная характеристика ИДН будет возрастающей ниже  $f_a$  и падающей выше  $f_a$ , что может использоваться для согласования цепей в широком

діапазоні частот [3].

Используя (3) и (4), можно определить добротность ИДН

$$Q = \frac{(r_{\bar{\sigma}} + R_{\bar{\sigma}})a_0 \frac{f}{f_a}}{\left[1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2\right] [r_{\bar{\sigma}} + (r_{\bar{\sigma}} + R_{\bar{\sigma}})]} - (r_{\bar{\sigma}} + R_{\bar{\sigma}})a_0 \left(1 + \frac{f}{f_a}\right) \quad (6)$$

Анализ выражения (6) показывает, что добротность определяется, в основном, отношением сопротивления базы к сопротивлению эмитерного перехода, при этом максимальное значение добротности при постоянном отношении  $\frac{r_{\bar{\sigma}}}{r_{\bar{\sigma}}}$  имеет место на частоте, близкой к  $f_a$ ,

при увеличении и уменьшении частоты от  $f_a$ , добротность уменьшается. Поэтому необходимо исследовать функцию (6) на экстремум. Приближенные вычисления, в предположении, что  $a_0 \approx 1$ ,  $R_{\bar{\sigma}} = 0$ , показывают, что максимальное значение добротности имеет место на частоте примерно  $0,5 f_a$ , на частотах от  $0,5 f_a$  до  $f_a$  добротность уменьшается незначительно, а выше  $f_a$  уменьшается пропорционально квадрату уменьшения соотношения  $\frac{f}{f_a}$ , на частотах ниже  $0,5 f_a$  уменьшается пропорционально уменьшению соотношения  $\frac{f}{f_a}$ .

Рассмотрим случай, когда в цепь между коллектором и базой включается индуктивность. В этом случае выражения для полного сопротивления усложняются и, если учитывать физические процессы, которые будут иметь место в базе транзистора в диапазоне СВЧ, то выражения для активной и реактивной составляющих полного сопротивления ИДН можно записать в виде

$$R = r_1 + \frac{r_{\bar{\sigma}}}{A_1} + \frac{w^2 L_{\bar{\sigma}K}^2 r_2}{A_2} - \frac{w_a a_0}{C_K B_1} + \frac{1}{w C_K B_2} - \frac{w L_{\bar{\sigma}}}{B_2} \quad (7)$$

$$X = \frac{w L_{\bar{\sigma}K} r_2^2}{A_2} - \frac{r_{\bar{\sigma}}^2 w C_{\bar{\sigma}}}{A_1} - \frac{1}{w C_K} - \frac{a_0 w_a^2}{w C_K B_1} - \frac{r_{\bar{\sigma}}}{B_2} \quad (8)$$

где  $A_1 = 1 - w^2 C_K^2 r_{\bar{\sigma}}^2$ ,  $A_2 = r_2^2 + w^2 L_{\bar{\sigma}K}^2$ ,  $B_1 = w_I^2 + w^2$ ,

$$B_2 = r_1^2 w^2 C_K^2 + (1 - w^2 L_{\bar{\sigma}} C_K)^2$$

$$r_1 = \frac{KT}{I_{\bar{\sigma}} q} \times \frac{2}{b+1}, \quad r_2 = r_1 \left[ \ln \frac{\bar{P}_{\bar{\sigma}} - K'(n_0 - p_0)}{\bar{P}_{\bar{g}} + K'(n_0 - p_0)} \right],$$

$$L_{\bar{\sigma}K} = r_1 \left( \frac{w^2}{2D_a} \right) \left[ \ln \frac{\bar{P}_{\bar{\sigma}} + K'(n_0 - p_0)}{\bar{P}_{\bar{g}} + K'(n_0 - p_0)} \right], \quad K' = \frac{b}{b+1},$$

$b$  – коэффициент, характеризующий отношение подвижностей электронов и дырок.

$\bar{P}_{\bar{\sigma}}$ ,  $\bar{P}_{\bar{g}}$  – коэффициенты линейного разложения значения концентрации дырок, обусловленных постоянным напряжением.

$p_0, n_0$  – равновесные концентрации дырок и электронов в базе.

$D_a = \frac{D_n D_p}{D_p p + D_n n}$  – коэффициент двухполярной диффузии. Выражения для

коэффициентов  $K', D_a, r_1, r_2, L_{\bar{\sigma}K}$  взяты из [2].

Анализ выражения (7) показывает, что отрицательное динамическое сопротивление имеет место при условии, что

$$r_1 + \frac{r_3}{A_1} + \frac{w^2 L_{\text{ЭК}}^2 r_2}{A_2} + \frac{1}{w C_K B_2} < \frac{w a a_0}{C_K B_1} + \frac{w L_6}{B_2}$$

Учитывая значения параметров транзистора, близкого к реальным, определим зависимость активного и реактивного сопротивления от  $L_6$ . Расчетные значения параметров элементов и коэффициентов, входящих в выражения для полного сопротивления сведем в таблицу 1.

Таблица 1

Параметр	$r_1$	$r_3$	$L_{\text{ЭК}}$	$f$	$r_2$	$C_K$	$a_0$	$w a$
Численное значение	10	3	$1 \cdot 10^{-7}$	1ГГц	5	2	0,99	1,5ГГц

Коэффициент	$D_a$	$A_1$	$A_2$	$B_1$	$K$
Расчетное значение	$6,5 \cdot 10^{-5} \text{ м}^2 \text{ сек}$	1	$4 \cdot 10^6 \text{ см}^2$	$1,5 \cdot 10^{20} \text{ Гц}^2$	0,8

Приближенные расчеты показывают, что ОДС ИДН составляет несколько сотен Ом при индуктивности в цепи базы 5нГн.

На изменение величины ОДС влияет составляющая  $\frac{w L_6}{B_2}$ , которая с ростом  $L_6$  возрастает, при этом коэффициент  $B_2$  с ростом  $L_6$  будет уменьшаться, что приводит к росту ОДС и, при значении  $(1 - w^2 L_6 C_R)^2 = 0$ , крутизна характеристики  $\frac{dR}{dL_6}$  достигает максимального значения, после этого коэффициент  $B_2$  возрастает, что приводит к уменьшению скорости роста ОДС.

Для оценки влияния дестабилизирующих факторов и производственно-технологического разброса параметров необходимо разработать статистическую модель ИДН. Для этого необходимо определить законы распределения их выходных параметров.

В этом случае задача сводится к следующему. По известным законам распределения входных параметров и уравнениям связи необходимо определить законы распределения выходных параметров и оценить их соответствие классическим законам, а также провести оптимизацию параметров ИДН по максимуму вероятности нахождения добротности, индуктивности и их нестабильности в заданном интервале. Известен метод вычисления функции плотности вероятности выходных параметров, изложенный в работе [4]. Однако его применение, даже в случае уравнений связи, полученных из простейшей схемы замещения, не позволяет решить поставленную задачу на начальном этапе. Поэтому для этих целей необходимо разрабатывать более эффективные приёмы с использованием вычислительной техники. Для решения таких задач может быть использован метод, основанный на вычислении числовых характеристик. Если случайная величина ограничена, то, в силу известных теорем [5], можно сделать вывод о том, что функция плотности вероятности выходных характеристик устройств на основе ИДН однозначно определяется бесконечным набором своих начальных моментов и, следовательно, других числовых характеристик, так как все числовые характеристики случайной величины выражаются через начальные моменты.

Рассмотрим методику определения числовых характеристик параметров ИДН. Так как все числовые характеристики случайной величины аналитически выражаются через начальные моменты этой величины, то остановимся на методике вычисления начальных моментов параметров ИДН. По определению,  $k$ -й начальный момент распределения случайной величины  $j$ , обладающей функцией плотности вероятности  $W(j)$ , вычисляется по формуле [6]

$$m^k(j) = \int_{j_1}^{j_2} j^k W(j) dj, \tag{9}$$

где  $[j_1, j_2]$  – интервал изменения величины  $j$ .

Обозначим входные случайные величины в виде  $X_1, \dots, X_9$ , которые применительно к ИДН определяют соответственно  $a_0, f_T, r_3, C_3, C_K, r_6, r_1, r_2, L_{\text{ЭК}}$ , функцию распределения,



вероятности которых для удобства будем записывать в виде  $W_n(X_1, X_2, \dots, X_n)$ . Выходные параметры  $R, L$  обозначим для удобства через  $j_n(X_1, \dots, X_n)$ , а интервалы изменений соответственно  $[A_1 B_1], \dots, [A_9 B_9]$  и  $[K_1 E_1], \dots, [K_2 E_2]$ .

В нашем случае случайные величины  $R$  и  $L$  являются результатом преобразования совокупности входных случайных величин, а, следовательно, для вычисления  $k$ -го начального момента  $R$  и  $L$  случайных величин необходимо знать совместную функцию плотности вероятности распределения входных случайных величин  $W_n(X_1, \dots, X_n)$ . По известной функции плотности вероятности  $W_n(X_1, \dots, X_n)$   $k$ -й начальный момент для  $R$  и  $L$  вычисляется по выражениям [7]

$$m^k(j) = \int_{A_1}^{B_1} \dots \int_{A_n}^{B_n} j^k(X_1, \dots, X_n) W_n(X_1, \dots, X_n) dX_1 \dots dX_n \quad (10)$$

Используя (4), выражения (10) можно переписать в виде

$$m^k(R) = \int_{A_1}^{B_1} \dots \int_{A_n}^{B_n} \left\{ \left[ \frac{(r_0 + R_0) a_0 f_a}{2p(f_a^2 + f^2)} \right] \frac{1}{s_1 s_2 \dots s_n 4p^2} \times \exp - \frac{1}{2} \left[ \frac{(a - m_1)^2}{s_1^2} + \frac{(f_a - m_2)^2}{s_2^2} + \frac{(r_0 - m_3)^2}{s_3^2} + \frac{(R_0 - m_4)^2}{s_4^2} \right] \right\} \times da_0 df_a dR_0 dr_0 \quad (11)$$

Аналогично можно записать выражение для определения начальных моментов функции плотности вероятности добротности. В общем виде это выражение имеет вид

$$m^k(Q) = \int_{A_1}^{B_1} \dots \int_{A_n}^{B_n} [Q(X_1, \dots, X_n)]^k \frac{1}{s_1 \dots s_n (2p)^{n/2}} \times \exp - \frac{1}{2} \sum_n \frac{(X_n - a_n)^2}{s_n^2} dX_1 \dots dX_n \quad (12)$$

Выражения (10) – (12) справедливы для случая, когда входные параметры являются статистическими независимыми и их совместный закон распределения может быть представлен в виде произведения одномерных законов

$$W_n(X_1, \dots, X_n) = W_1(X_1) W_2(X_2) \dots W_n(X_n) \quad (13)$$

С учётом (13) выражение (10) можно записать следующим образом

$$m^k(j) = \int_{A_1}^{B_1} \dots \int_{A_n}^{B_n} j^k(X_1, \dots, X_n) W_1(X_1) \dots W_n(X_n) dX_1 \dots dX_n$$

Аналогичным образом можно произвести вычисление  $k$ -тых начальных моментов для каждого из параметров ИДН. Так как в нашем случае активное сопротивление и индуктивность полностью характеризуют ИДН, то вычисления необходимо произвести для них.

Рассмотрим далее возможность построения функции распределения по вычисленным начальным моментам.

Как известно, [6,7] алгебраические функции однозначно определяются набором своих начальных моментов. Применительно к функциям распределения однозначность их представления набором начальных моментов выполняется тогда, когда ряд вида

$$\sum_{k=0}^{\infty} \frac{m^k}{K!} (X)^k, \quad (14)$$

составленный из некоторых значений  $X > 0$ , сходится. Сходимость ряда (14) указывает на то, что функция распределения  $F(X)$  случайной величины  $X$  обладает единственным набором начальных моментов. При анализе параметров ИДН было показано, что любой из них является ограниченной величиной, откуда следует, что любой  $k$ -тый начальный момент удовлетворяет условию [5]

$$m^k(j) \leq (j_{\max} - j_{\min})^k \quad (15)$$

Следовательно, можно составить ряд сравнения для ряда (14) вида

$$\sum_{k=0}^{\infty} \frac{j_{\max}^k}{K!} (X^k), \tag{16}$$

который сходится при всех  $j_{\min} < j < j_{\max}$ . Из сходимости (16) следует сходимость (14).

Таким образом, требования основной теоремы моментов применительно к анализу параметров ИДН выполняется, а, следовательно, для построения функции распределения можно использовать метод моментов. Однозначное определение выходных параметров бесконечным набором начальных моментов открывает широкие возможности для аппроксимации функций распределения приближенными методами.

Представим неизвестную функцию распределения выходных параметров в виде ряда по некоторым полиномам  $T_n(j)$ , которые на участке  $[j_{\min}, j_{\max}]$  отличны от нуля

$$W(j) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n T_n(f). \tag{17}$$

Коэффициенты  $C_n$  ряда (17) будем искать из условия равенства моментов, вычисленных из ряда (17), вычисленным ранее по выражению (10). Используя это, получим систему алгебраических уравнений относительно неизвестных коэффициентов

$$\sum_{n=0}^k C_n \int_{j_{\min}}^{j_{\max}} j^k T_n(j) dj = m^k, \quad k=0,1,2,\dots,n \tag{18}$$

Вычислив из (18) коэффициенты  $C_n$  и подставив их в (17), получим аналитическое выражение для функции распределения  $W(j)$  с некоторой степенью точности, зависящей от числа членов ряда (17) и вида полинома  $T_n(j)$ . Сходимость полученного ряда вытекает из методики его построения и доказана в работе [8].

Из абсолютной сходимости ряда (17) следует, что на скорость его сходимости влияет только конкретный вид полинома разложения  $T_n(j)$ , так как сходимость обеспечивается при произвольном виде этих полиномов и единственным условием применения метода моментов является совместимость системы алгебраических уравнений (18). Однако скорость сходимости ряда (17) в каждом конкретном случае зависит от вида полиномов разложения  $T_n(j)$ , и поэтому скорость сходимости также как и некоторые другие свойства требует дополнительных исследований.

Следует отметить, что при вычислении вероятности попадания вектора  $\bar{X}$  входных параметров в некоторую заданную область выходных параметров рассматриваются многомерные законы распределения. Для их определения необходимо по методу моментов для каждого из выходных случайных параметров определить функцию (17), и тогда многомерный закон распределения можно записать в виде произведения одномерных

$$W(j_1, \dots, j_m) = \prod_{m=1}^m \sum_{n=0}^{\infty} C_n T_n(j_m) \tag{19}$$

На основании разработанного алгоритма были вычислены начальные моменты для параметров аналогов, а искомый закон распределения представлялся одним из полиномов Пирсона. Коэффициенты полиномов Пирсона определялись на основании решения уравнений вида (18).

Начальные моменты и коэффициенты распределения сведены в таблицу 2.

Таблица 2.

Начальные моменты	$M^1_R$	$M^2_R$	$M^3_R$	$M^1_L$	$M^2_L$	$M^3_L$
КТ391 $U_K=5$ В $I_{\Theta}=4$ мА	1,8	4,2	9,8	1,05	2,09	5,2
КТ391 $U_K=5$ В $I_{\Theta}=4$ мА	2,2	4,5	10,3	1,4	3,6	9,4

Проверка согласования полученного статистического распределения с классическим показала, что параметры ИДН с вероятностью в пределах от 0,89 до 0,94 распределены по

нормальному закону. А, следовательно, результирующий закон распределения можно представить выражением

$$W(R_T L_T) = \frac{1}{S_R S_L 2p} \exp - \frac{1}{2} \left[ \frac{(R_T - a_R)^2}{S_R^2} + \frac{(L_T - a_L)^2}{S_L^2} \right] \quad (20)$$

Параметры распределения для различных режимов работы и транзисторов сведены в таблицу 3.

Таблица 3.

Параметры распределения	$\sigma_R$	$\alpha_R$	$\sigma_L$	$\alpha_L$
КТ391 $U_K=5$ В $I_{\Theta}=4$ мА	1,05	1,2	0,8	1,05
КТ391 $U_K=5$ В $I_{\Theta}=4$ мА	1,2	1,4	0,9	1,08

Таким образом, параметры ИДН распределены по нормальному закону.

#### Выводы.

1. Показано, что реактивное сопротивление ИДН принимает максимальное значение на предельной частоте транзистора, включенного по схеме с общей базой, а максимальное значение добротности имеет место на частоте  $0,5 f_a$ .

2. Разработана методика построения статистической модели ИДН, законов распределения выходных параметров ИДН по известным законам распределения параметров компонентов с учетом влияния дестабилизирующих факторов и производственно-технологических отклонений параметров.

3. Показано, что выходные параметры ИДН – индуктивность и добротность распределены по нормальному закону.

#### Литература

1. Філінюк М.А. Основи негatronіки. Теоретичні та фізичні основи негatronіки. Монографія. – Вінниця: Універсум – Вінниця. 2006. – 456 с.
2. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. – К: Выща школа, 1987, – 220 с.
3. Осадчук В.С., Кичак В.М., Щербацкий А.Д. Исследование автоматического согласующего устройства, работающего на нелинейную нагрузку. В кн.: Теоретическая электротехника и устройства электроники. К.: Наукова думка. 1977, – с. 90-92.
4. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Сов. Радио, 1974, т.1. – 550 с.
5. Ахнезер П.И. Классическая проблема моментов. – М.: Физматгиз, 1961, – 225 с.
6. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория вероятности. – М.: Наука. 1976, – 366 с.
7. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. – Наука. 1973, – 832 с.
8. Гейвандов Л.Н. Прогнозирование электромагнитной совместимости РЭС. Ч.1. – М.: 1987, – 164 с.

Надійшла до редакції  
22.11.2009 р.

**МЕТОД СИНТЕЗА ДИНАМИЧЕСКИХ НЕГАТРОНОВ  
НА БАЗЕ АКТИВНЫХ МНОГОПОЛЮСНИКОВ**

Установлено потенциальную возможность синтезировать  $2N$  двухэлектродных комбинированных динамических негатронов. Предложен алгоритм метода синтеза.

Potential possibility to synthesize  $2n$  double-electrode combined dynamic negatronov is set. The algorithm of method of synthesis is offered.

Ключові слова: негатрон, багатополіусник.

**Введение**

При создании активных СВЧ фильтров, генераторных датчиков, фазочастотных логических схем находят применение динамические негатроны на базе биполярных и полевых транзисторов [1], которые в отличие от статических негатронов и их схмотехнических аналогов обладают большей температурной и режимной стабильностью. Появление новых многоэлектродных электронных приборов и схем ставит задачу разработки методики синтеза на их основе новых комбинированных динамических негатронов.

**Обоснование метода синтеза**

Обобщенная схема многоэлектродного многополюсника представлена на рис. 1 а.

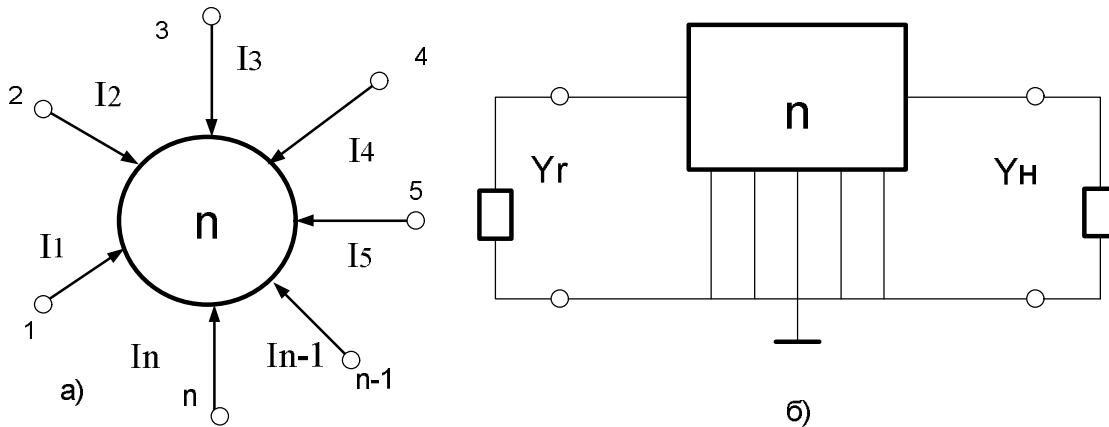


Рис. 1. Обобщённые схемы многоэлектродного многополюсника (а) и образованного на его основе четырёхполюсника (б)

Она содержит  $m$  электродов и по отношению к общей шине может быть описана неопределенной матрицей проводимости.

Исходным для реализации комбинированного динамического негатрона является четырехполюсник, образованный путем соединения с общей шиной  $(n - 2)$  электродов многополюсника (рис. 1 б). Число  $N$  таких четырехполюсников определяется числом электродов многополюсника  $n$  и равно числу сочетаний из  $n$  элементов по  $m$  элементов [2]:

$$C_n^m = \frac{n!}{m!(n - m)!} = N,$$

где  $m$  – число полюсов соединённых с общей шиной. В рассматриваемом случае  $m = n - 2$ . Следовательно

$$N = C_n^{n-2} = n! / 2(n - 2)!.$$

Учитывая, что на базе четырёхполюсника может быть реализовано два комбинированных динамических негатрона (по входу, когда  $ReW_{вх} < 0$  или по выходу, когда  $ReW_{вых} < 0$ ), потенциально на базе  $n$ -полюсника возможно реализовать  $2N$  комбинированных динамических негатронов.

Однако не каждый активный четырёхполюсник может быть использован для синтеза комбинированных динамических негатронов. Критерием этой возможности является значение инвариантного коэффициента устойчивости  $K_{увн}$  [3], которое при условии  $ReW_{11} > 0, ReW_{22} > 0$  должно отвечать неравенству  $K_{увн} < 1$ .

Величина  $K_{увн}$  может быть определена аналитически, в случае известных  $W$ -параметров четырёхполюсника с использованием выражения (1) или экспериментально, с использованием иммитансной окружности [4]

$$K_{y.вн} = \frac{2 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|}, \quad (1)$$

где  $W$  – иммитансный параметр, под которым понимается  $Y$ - или  $Z$ -параметр.

При выполнении условия  $K_{y.вн} < 1$ , требуется найти величину и характер преобразуемой реактивности  $\operatorname{Im} W_{H.opt}$  ( $\operatorname{Im} W_{Г.opt}$ ), обеспечивающей реализацию на клеммах синтезируемого негatronа максимальное значение отрицательного вещественного иммитанса  $\operatorname{Re} W_{ex.max}^{(-)}$  ( $\operatorname{Re} W_{вых.max}^{(-)}$ ). Эти значения определяются через  $W$ -параметры образованных четырехполюсников с использованием выражений [5]:

$$\begin{aligned} \operatorname{Im} W_{H.opt} &= s_0 \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Im} W_{22}; \\ \operatorname{Im} W_{Г.opt} &= s_0 \operatorname{Re} W_{11} - \operatorname{Im} W_{11}, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $s_0 = \frac{|W_{12} W_{21}| - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{\operatorname{Im}(W_{12} W_{21})}$ .

**Практическая реализация метода**

В качестве примера, рассмотрим реализацию метода синтеза комбинированных динамических негatronов на базе двухзатворного полевого транзистора (ПТ) (рис. 2).

При включении его как четырехполюсника осуществляется объединение его двух ( $m$ ) электродов. В этом случае число возможных комбинаций равно  $N = C_4^2 = 6$ .

Учитывая, что каждый из образованных трехполюсников, может иметь три различные схемы включения в виде четырехполюсника, возможно создание 18 видов четырехполюсников на базе такого транзистора [6].

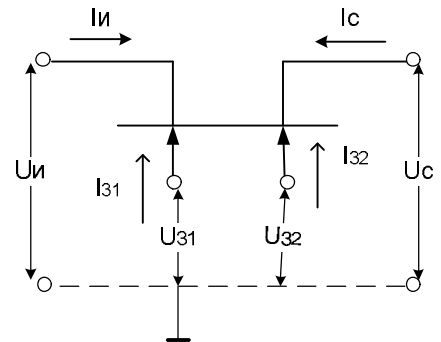


Рис. 2. Обобщенная схема многополюсника, образованного двухзатворным полевым транзистором

Используя обобщенные методы узловых потенциалов и контурных токов, относительно общей шины (рис. 2) запишем систему уравнений, связывающих токи и напряжения ПТ в виде:

$$\begin{cases} I_{31} = Y_{11} U_{31} + Y_{12} U_{32} + Y_{13} U_C + Y_{14} U_H \\ I_{32} = Y_{21} U_{31} + Y_{22} U_{32} + Y_{23} U_C + Y_{24} U_H \\ I_H = Y_{31} U_{31} + Y_{32} U_{32} + Y_{33} U_C + Y_{34} U_H \\ I_C = Y_{41} U_{31} + Y_{42} U_{32} + Y_{43} U_C + Y_{44} U_H \end{cases} \quad (3)$$

Система (3) является симметричной относительно всех электродов ПТ и может быть представлена в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} I_{31} \\ I_{32} \\ I_C \\ I_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} \\ Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{31} \\ U_{32} \\ U_C \\ U_H \end{bmatrix} \quad (4)$$

Анализ уравнения (4) показывает, что для нахождения элементов его квадратичной матрицы достаточно определить  $Y$ -параметры ПТ только для трех схем включения. При этом критерием выбора схемы включения является условие, при котором в искомые матрицы обязательно должны входить диагональные элементы ( $Y_{11}, Y_{22}, Y_{33}, Y_{44}$ ), что обеспечивают схемы включения с общими электродами: (31, И), (С, И), (31, 32). Методика определения  $Y$ -матриц таких четырехполюсников обоснована в работах [7-9]. В этом случае, недостающие элементы квадратичной матрицы в уравнении (3) находятся из уравнений:

$$\begin{aligned} Y_{24} &= Y_{21} + Y_{22} + Y_{23}; & Y_{13} &= Y_{11} + Y_{12} + Y_{14}; \\ Y_{42} &= Y_{12} + Y_{22} + Y_{32}; & Y_{41} &= Y_{42} + Y_{43} + Y_{44}; \\ Y_{14} &= Y_{24} + Y_{34} + Y_{44}; & Y_{31} &= Y_{41} + Y_{11} + Y_{21}. \end{aligned}$$

Таким образом, определив путем расчета или измерив десять  $Y$ -параметров трех четырехполюсников на базе ПТ, можно рассчитать  $Y$ -параметры всех 18-ти четырехполюсников, достаточных для синтеза комбинированных динамических негatronов на их основе.

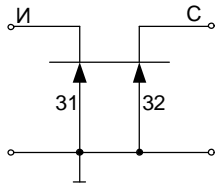
В случае, когда два электрода К и S подключаются к общей шине, тогда узловые напряжения объединенных электродов совпадают ( $U_K = U_S$ ), а ток К-го электрода станет равным сумме ( $I_K + I_S$ ).

Например, при объединении первого и второго затворов, система уравнений (4) преобразуется к виду

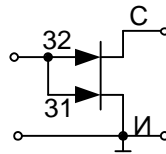
$$\begin{bmatrix} I_{31,2} \\ I_C \\ I_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Y_{11} + Y_{21} + Y_{12} + Y_{22}) & (Y_{13} + Y_{23}) & (Y_{14} + Y_{24}) \\ \text{-----} & \text{-----} & \text{-----} \\ (Y_{31} + Y_{32}) & Y_{33} & Y_{34} \\ \text{-----} & \text{-----} & \text{-----} \\ (Y_{41} + Y_{42}) & Y_{43} & Y_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{31,2} \\ U_C \\ U_H \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Система уравнений (5) описывает трехэлектродную структуру (рис. 3) матрица проводимости которой равна

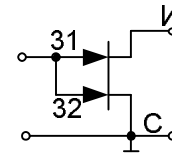
$$\begin{bmatrix} Y_{11(31,2)} & Y_{12(31,2)} & Y_{13(31,2)} \\ \text{-----} & \text{-----} & \text{-----} \\ Y_{21(31,2)} & Y_{22(31,2)} & Y_{23(31,2)} \\ \text{-----} & \text{-----} & \text{-----} \\ Y_{31(31,2)} & Y_{32(31,2)} & Y_{33(31,2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Y_{11} + Y_{21} + Y_{12} + Y_{22}) & (Y_{13} + Y_{23}) & (Y_{14} + Y_{24}) \\ \text{-----} & \text{-----} & \text{-----} \\ (Y_{31} + Y_{32}) & Y_{33} & Y_{34} \\ \text{-----} & \text{-----} & \text{-----} \\ (Y_{41} + Y_{42}) & Y_{43} & Y_{44} \end{bmatrix}. \quad (6)$$



а) ОЗ (31, 32)



б) ОИ (31, 32)



в) ОС (31, 32)

Рис. 3. Высоочастотные схемы четырехполосников, образованные полевым транзистором при объединении его затворов

Исходя из (6) матрицы проводимости рассматриваемых четырехполосников будут равны:

- для схемы на рис. 3 а:

$$\begin{bmatrix} y_3^{(31,32)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{22}^{(31,32)} & y_{23}^{(31,32)} \\ \text{-----} & \text{-----} \\ y_{32}^{(31,32)} & y_{33}^{(31,32)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{33} & y_{34} \\ \text{-----} & \text{-----} \\ y_{43} & y_{44} \end{bmatrix}; \quad (7)$$

- для схемы на рис. 3 б:

$$\begin{bmatrix} y_H^{(31,32)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11}^{(31,32)} & y_{12}^{(31,32)} \\ \text{-----} & \text{-----} \\ y_{21}^{(31,32)} & y_{22}^{(31,32)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22} & y_{13} + y_{23} \\ \text{-----} & \text{-----} \\ y_{31} + y_{32} & y_{33} \end{bmatrix}; \quad (8)$$

- для схемы на рис. 3 в:

$$\begin{bmatrix} y_C^{(31,32)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11}^{(31,32)} & y_{13}^{(31,32)} \\ \text{-----} & \text{-----} \\ y_{31}^{(31,32)} & y_{33}^{(31,32)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22} & y_{14} + y_{24} \\ \text{-----} & \text{-----} \\ y_{41} + y_{42} & y_{44} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Подставляя элементы матриц (7-9) в уравнение (1) находим инвариантные коэффициенты устойчивости рассматриваемых четырехполосников.

В табл. 1 представлены результаты расчетов и экспериментальных исследований инвариантных коэффициентов устойчивости исследуемых четырехполосников, реализованных на базе двухзатворного транзистора, работающего в активной области.

Как видно из табл. 1 четырехполосник, представленный на рис. 3а во всем диапазоне исследуемых частот (1; 7 ГГц) имеет  $K_{у.вн} > 1$  и не может быть использован для реализации комбинированных динамических негатронов.

С этой целью следует использовать схемы, представленные на рис. 3б, в, которые на частоте 1ГГц имеют  $K_{у.вн} < 1$ .

Для нахождения характера реактивности компонента подключаемого на выходе  $ImZ_H$  (входе  $ImZ_T$ ) четырехполосника достаточно воспользоваться выражениями (2) для реактивной составляющей иммитанса нагрузки  $ImZ_H$  (генератора  $ImZ_T$ ) при которых реальная составляющая входного  $Z_{вх}$  (выходного  $Z_{вых}$ ) сопротивления четырехполосника достигает минимального значения

$$\text{Im}Z_n = s_0 \text{Re}\overline{Z_{22}} - \text{Im}\overline{Z_{22}};$$

$$\text{Im}Z_r = s_0 \text{Re}\overline{Z_{22}} - \text{Im}\overline{Z_{11}},$$

где  $\overline{Z_{11}}$  и  $\overline{Z_{22}}$  – входная и выходная проводимость исследуемых четырехполюсников, определяемая элементами матриц (8) и (9).

Таблица 1

**Инвариантные коэффициенты устойчивости четырехполюсников, реализованных на базе ПТ для случая объединения их затворов**

Частота, ГГц	Ку.вн (расчёт/эксперимент), ед.		
	Схема включения		
	ОЗ (рис. 3 а)	ОИ (рис. 3 б)	ОС (рис. 3 в)
1	1,03	0,36	0,18
	1,08	0,32	0,21
7	3,62	1,81	1,06
	3,59	0,79	1,11


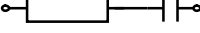

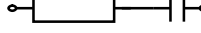

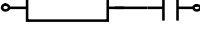






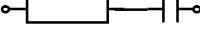

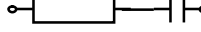
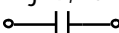
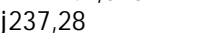

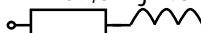
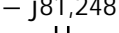
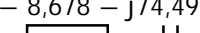
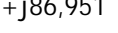
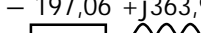
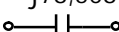
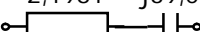
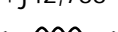
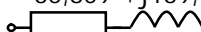
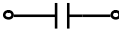



Результаты расчетов преобразуемых импедансов представлены в табл. 2.

Из табл. 2 следует, что для того, чтобы четырехполюсник представленный на рис. 3 б обладал на входных (выходных) клеммах отрицательным активным дифференциальным сопротивлением характер реактивности преобразуемого импеданса должен быть индуктивным. При этом характер преобразованного импеданса является емкостным, что указывает на инвертирующие свойства такого четырехполюсника.

Четырехполюсник, представленный на рис. 3в, имеет на входных клеммах отрицательное активное сопротивление с емкостной реактивной составляющей, когда к его выходным клеммам подключено емкостное сопротивление. На выходных клеммах отрицательное активное сопротивление с индуктивной реактивной составляющей появляется в случае подключения к входным клеммам индуктивного сопротивления.

Таблица 2

**Результаты преобразования импеданса нагрузки  $X_n$  и генератора  $X_g$  в экстремальной точке  $\text{Re}Z_{\text{вых.min}} (\text{Re}Z_{\text{вх.min}})$**

Вид	f, ГГц	Прямое преобразование импеданса			Обратное преобразование импеданса		
		$X_n, \text{Ом}$	$Z_{\text{вх}}, \text{Ом}$	Вид ОПИ	$X_g, \text{Ом}$	$Z_{\text{вых}}, \text{Ом}$	Вид ОПИ
ОИ ( $s_1, s_2$ ) (рис. 3 б)	1	+j103,77 	-20,721 – j153,45 	инвер	+j138,63 	- 120,42 – j189,89 	инвер
	3	+j68,875 	0,12385 – j46,076 	инвер	+j46,117 	0,66796 – j68,65 	инвер
	5	+j46,951 	4,1419 – j21,368 	инвер	+j21,818 	19,253 – j44,86 	инвер
	7	+j32,526 	5,8816 – j8,1284 	инвер	+j8,0842 	21,976 – j32,691 	инвер
ОС ( $s_1, s_2$ ) (рис. 3 в)	1	- j79,24 	- 42,615 – j237,28 	конвер	+j285,66 	- 1169,5 + j1407 	конвер
	3	- j81,248 	- 8,678 – j74,494 	конвер	+j86,951 	- 197,06 + j363,92 	конвер
	5	- j78,508 	- 2,1981 – j39,03 	конвер	+j42,788 	- 35,809 + j139,74 	конвер
	7	- j70,838 	0,52384 – j21,515 	конвер	+j20,552 	5,7944 + j60,18 	конвер

Сохранение знака реактивной составляющей преобразуемого сопротивления указывает на то, что данный четырехполюсник обладает конвертирующими свойствами.

Исходя из проведенных расчетов, возможна реализация четырех видов комбинированных динамических негатронов (рис. 4, 5).

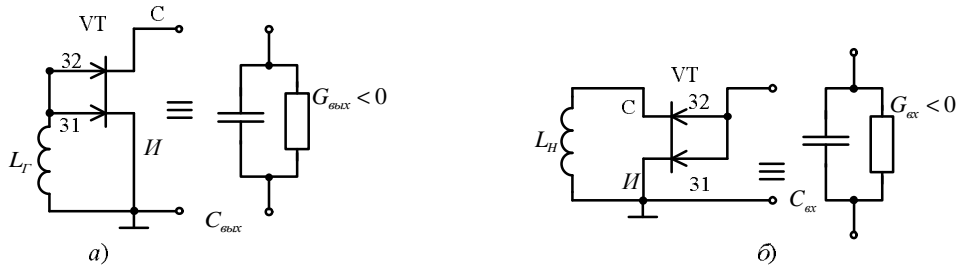


Рис. 4. Высоочастотные электрические схемы комбинированных динамических негатронов на основе инвертирующих свойств ПТ

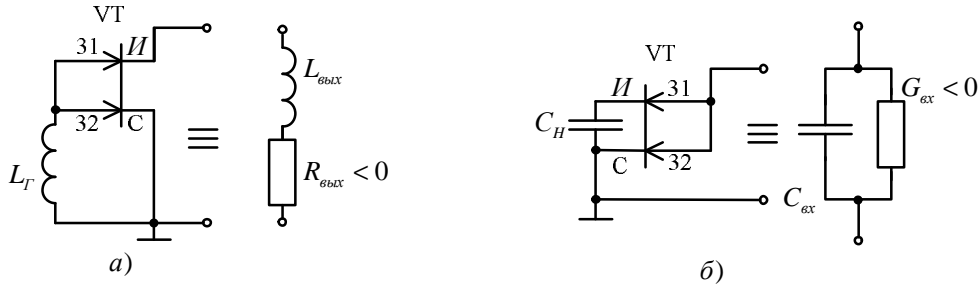


Рис. 5. Высоочастотные электрические схемы комбинированных динамических негатронов на основе конвертирующих свойств ПТ

**Экспериментальная проверка метода**

С целью подтверждения правильности полученных результатов, произведены экспериментальные исследования минимально-достижимого значения активного сопротивления на входе  $ReZ_{вх.min}$  и на выходе  $ReZ_{вых.min}$  синтезированных схем негатронов.

Учитывая, что исследуемые четырехполюсники являются потенциально-неустойчивыми, использован метод, предусматривающий проведение измерений параметров в режиме, когда четырехполюсники нагружаются резисторами с заранее измеренными сопротивлениями  $Z_1$  и  $Z_2$ , обеспечивающими абсолютную устойчивость измерительной установки (рис. 6) [5].

Искомые параметры находятся по результатам измерения инвариантных коэффициентов устойчивости  $K_{y1}$  ( $K_{y3}$ ) и  $K_{y2}$  ( $K_{y4}$ ) нагруженных известными сопротивлениями  $Z_1$  ( $Z_3$ ) и  $Z_2$  ( $Z_4$ ) исследуемых четырехполюсников:

$$Re Z_{вых.min} = \frac{(K_{y2} - 1)Re Z_1 - (K_{y1} - 1)Re Z_2}{K_{y1} - K_{y2}},$$

$$Re Z_{вх.min} = \frac{(K_{y4} - 1)Re Z_3 - (K_{y3} - 1)Re Z_4}{K_{y3} - K_{y4}}.$$

Когда отличие величин  $K_{y1}$  и  $K_{y2}$  находится в пределах (3-10), что обеспечивается выбором соотношения между  $ReZ_1$  и  $ReZ_2$ , относительная погрешность данного метода измерения в дециметровом диапазоне частот не превышает 2 %.

Результаты расчетов и экспериментальных исследований представлены на рис. 7.

Как видно из графиков все синтезированные схемы обладают отрицательным дифференциальным сопротивлением на частоте 1 ГГц, что подтверждает правильность предложенного метода синтеза комбинированных динамических негатронов на базе активного многополюсника.

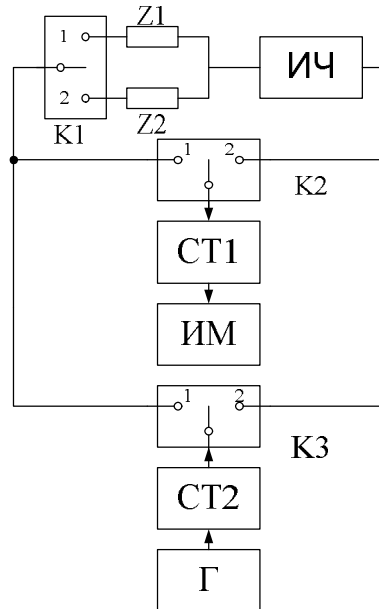


Рис. 6. Блок-схема экспериментальной установки. На схеме: ИЧ – исследуемый четырёхполюсник; ИМ – измеритель мощности; Г – измерительный генератор; К1, К2, К3 – коммутаторы; СТ1 и СТ2 – согласующие трансформаторы



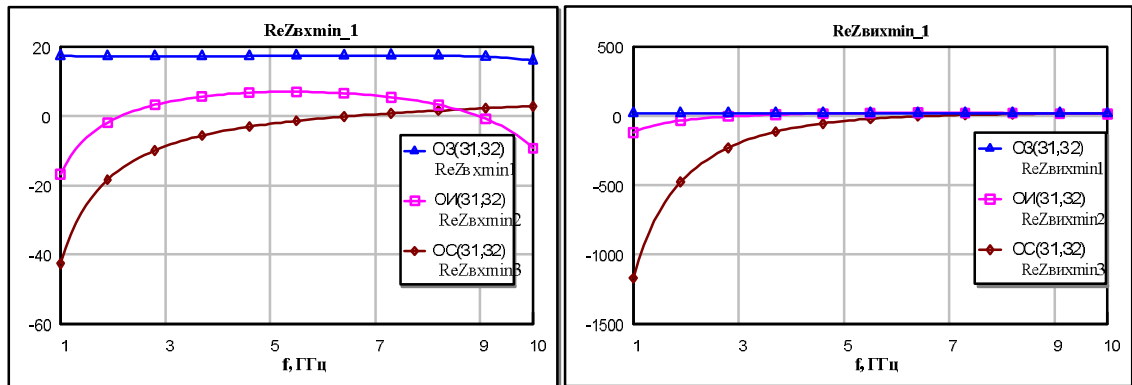


Рис. 7. Расчётные (—) и экспериментальные (D, □) частотные зависимости вещественного импеданса нагруженного ПТ в экспериментальной точке

### Выводы

1. На базе  $n$ -многополюсника, потенциально возможно синтезировать  $2N$  двухэлектродных комбинированных динамических негатронов.
2. Необходимым условием синтеза схемы комбинированного динамического негатрона является потенциальная неустойчивость, образующего его активного четырехполюсника, когда  $K_{y.vh} < 1$ .
3. Алгоритм метода синтеза состоит из следующих операций:
  - формирование из многополюсника  $N$ -четырёхполюсников, путем соединения с общей шиной его  $n-2$  электродов, и расчёт  $Y$ -параметров образованных четырехполюсников;
  - расчёт  $K_{y.vh}$  образованных четырехполюсников и отсеивание тех, у которых  $K_{y.vh} \geq 1$ ;
  - расчёт величины и характера преобразуемого сопротивления:  $Z_n$  и  $Z_T$ ;
  - компоновка схем негатронов.

### Литература

1. Філінюк М.А. Основи негатроніки. Том II. Прикладні аспекти негатроніка: Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2006. – 306 с.
2. Бронштейн Н.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. – М.: Наука, 1957. – 608 с.
3. Куликовский А.А. Устойчивость активных линейаризованных цепей с усилительными приборами новых типов. – М.: Госэнергоиздат, 1962. – 122 с.
4. Способ определения коэффициента устойчивости четырёхполюсника: А.С. 1335895 СССР. / Филинюк Н.А. – Заявл. 25.09.84; Опубл. 23.11.87, Бюл. № 33. – 5 с.
5. Філінюк М.А., Гаврилов Д.В. Метрологічні основи негатроніки: Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2006. – 188 с.
6. Салех М. М. Журбан. Элементы и устройства автоматики на базе потенциально-неустойчивых двухзатворных полупроводниковых структур Шоттки: автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук: спец. 05.13.05 «Элементы та пристрої обчислювальної техніки та систем керування»; Вінницький національний технічний університет. – Вінниця, 2007. – 20 с.
7. Ліщинська Л.Б., Барабан М.В., Філінюк М.А. Узагальнена математична модель ПТШ2 при включенні його по схемі (3132) // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2008. – № 2. – С. 60–63.
8. Филинюк Н. А., Салех М. М. Журбан, Куземко А. М. Обобщенная математическая модель ПТШ2 при включении его по схеме (31И) // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2006. – № 1 (11). – С. 102–106.
9. Лищинская Л. Б. Математическая модель четырёхполюсника на базе ПТШ2, включённого по схеме с общими истоком и стоком // Актуальные проблемы физики. – Баку: АНУ, 2008. – Т. 2. – С. 61–63.

Надійшла до редакції  
17.11.2009 р.

## МОДЕЛЮВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЦИФРОВОЇ АБОНЕНТСЬКОЇ ЛІНІЇ ПОБУДОВАНОЇ НА ОСНОВІ ТЕХНОЛОГІЇ ADSL

У даній статті наведено метод моделювання характеристик цифрової абонентської лінії побудованої на основі технології ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line – асиметрична цифрова абонентська лінія).

This article is devoted to the method of simulation of characteristics of digital subscriber lines build on the basis of ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) transmission technique.

Ключові слова: ADSL, критерій Найквіста, теорема Шеннона – Хартлі, швидкість передачі даних, коефіцієнт затухання.

Keywords: ADSL, Nyquist criterion, theorem of Shennona – Khartli, bit rate, fading coefficient.

### Вступ

На сучасному етапі розвитку інфокомунікацій все гостріше постає проблема доступності інтернет технологій для користувачів незалежно від місця проживання і матеріальних можливостей. Для повноцінної роботи потрібні все більші і більші швидкості передачі інформації. І якщо спочатку інтернет був переважно текстовим, то в останнє десятиліття популярність завоювали сервіси, пов'язані з передачею звуку і відеозображення в реальному часі. Об'єм типової сторінки зріс з одиниць і десятків кілобайт до сотень кілобайт.

Протягом тривалого часу поставала проблема із забезпеченням високошвидкісного доступу до мережі Інтернет у домашніх умовах. Проблема полягала в так званій "останній милі". Цим терміном в телефонії позначається кабель, прокладений від вузла (наприклад, телефонної станції) до абонента (кінцевого користувача). Вартість прокладання такого кабелю зазвичай складає від декількох сотень до декількох тисяч доларів. Тому було вирішено для доступу в інтернет використати вже існуючу інфраструктуру, тобто звичайну телефонну мережу. Проте в міській телефонії, спочатку призначеній для передачі голосу, смуга частот примусово обмежена на рівні 4 кГц – цього більш ніж достатньо для звичних завдань телефону, більший частотний діапазон лише ускладнить роботу телефонної мережі. Від абонента до АТС йде звичайний мідний кабель, здатний передавати значно вищі частоти, ніж 4 кГц. Таким чином народилася ідея цифрової абонентської лінії DSL (Digital Subscribers Line). Для цього потрібно встановити один модем у користувача, підключивши його до звичайної телефонної лінії, а інший модем (DSLAM – DSL Access Multiplexer – мультиплексор доступу DSL) – на АТС, до якої підключається телефонна лінія користувача.

**Метою** даної статті являється моделювання характеристик цифрової абонентської лінії побудованої на основі технології ADSL в залежності від довжини лінії, типу телефонного кабелю та рівня завад.

### Основна частина

Технологія ADSL (Asymmetric DSL) є варіантом DSL. Буква "А" в назві ADSL означає "asymmetric" (асиметрична), тобто передача даних в один бік здійснюється швидше, ніж у інший. Тому слід розглядати дві швидкості передачі даних: «низхідний» потік (передача даних від мережі до комп'ютера) і «висхідний» потік (передача даних від комп'ютера в мережу). Звичайна телефонна мережа (POTS, Plain Old Telephone System – стара звичайна телефонна служба) використовує смугу частот 0...4 кГц. Щоб не заважати використанню телефонної мережі по її прямому призначенню, в ADSL нижня межа діапазону частот знаходиться на рівні 26 кГц. Верхня ж межа, виходячи з вимог до швидкості передачі даних і можливостей телефонного кабелю, складає 1,1 МГц (для технології ADSL2+ верхня межа складає 2,2 МГц). Ця смуга пропускання ділиться на дві частини – частоти від 26 кГц до 138 кГц відведені висхідному потоку даних, а частоти від 138 кГц до 1,1 МГц – низхідному (рис. 1) [1].

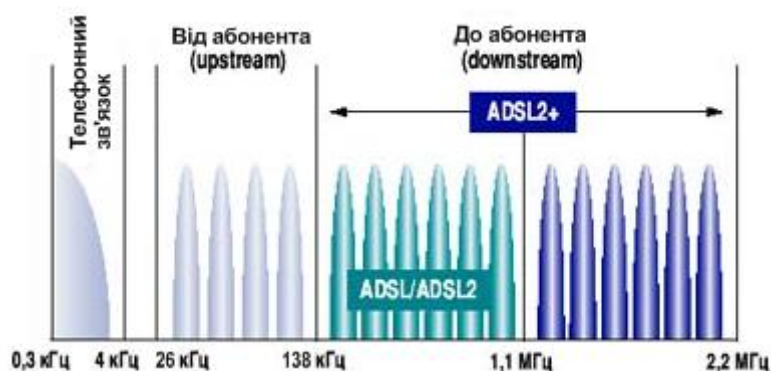


Рис. 1. Принцип дії ADSL

Для стиснення великого об'єму інформації, що передається по витій парі телефонних проводів, в технології ADSL використовується цифрова обробка сигналу, вдосконалені аналогові фільтри і аналого-цифрові перетворювачі. Фільтри прийнято ділити на мікрофільтри і сплітери (splitter). Під першими розуміються фільтри, що включаються між телефонною розеткою і проводом, який йде до телефону, під другими – фільтри, що під'єднуються до телефонної лінії в квартирі і розділяють її на дві частини, – ADSL і звичайну телефонну лінію. Задача сплітерів полягає у розділенні діапазону частот голосового зв'язку від діапазону, призначеного для передачі даних. При цьому низькочастотні сигнали (голосові) подаються на обладнання АТС і на телефонний апарат абонента, а високочастотні сигнали (передачі даних) ідуть на мультиплексор DSLAM, що знаходиться у провайдера і ADSL-модем користувача. Таке частотне розділення надає ADSL перевагу над комутованим доступом. Якщо звичайний модем займає телефонну лінію, роблячи неможливим одночасне використання телефону і доступ в інтернет, то ADSL-модем жодним чином не заважає роботі телефону – можна розмовляти по ньому, не відключаючись від інтернету, і при цьому не відчуватимете ніяких незручностей.

Зрозуміло, можливості кабелю не безмежні – із зростанням його довжини збільшується опір, тоді як ADSL-устаткування дозволяє працювати при опорі кабелю не більше 1500 Ом. Виходячи з цього неважко визначити і межі роботи ADSL – якщо від квартири до АТС прокладений кабель завдовжки більше 5,2 км., то ADSL-модем може не запрацювати взагалі. Крім того існують інші явища які впливають на продуктивність передачі по витій парі. До них можна віднести: затухання, дисперсію імпульсу, відбиття, зміни діаметра кабелю, шум й інтерференція, білий шум, перехресні завади, інтерференція на радіо частоті, імпульсний шум. Також існують певні теоретичні обмеження:

- теоретична мінімальна смуга пропускання по Найквісту;
- теорема потужності Шеннона-Хартлі і пов'язана з нею межа Шеннона;
- технологічні обмеження, наприклад складні компоненти.

#### Критерій Найквіста.

Найквіст вивчав проблему визначення форми прийнятого імпульсу, що дозволила б уникнути міжсимвольної інтерференції (Inter-Symbol Interference – ISI) у детекторі. Він довів, що для детектування без ISI зі швидкістю  $R_s$  символів за секунду, мінімальна необхідна смуга пропускання становить  $\frac{1}{2} R_s$  Гц. Дане правило виконується за умови, що частотна характеристика коефіцієнта передачі має прямокутну форму.

$$W_{min} = \frac{1}{2} R_s, \quad (1)$$

де  $W_{min}$  – мінімальна необхідна смуга пропускання. При використанні середовища передачі, що має форму частотної характеристики, відмінну від прямокутної, рівність прийме наступний вигляд:

$$W_{min} = S(1+r)R_s. \quad (2)$$

де  $S$  – рівень сигналу, що враховує затухання в лінії, мВт,  $r$  – число від 0 (прямокутна форма) до 1. Отже, критерій Найквіста вводить обмеження на швидкість передачі в символах за секунду для даної смуги пропускання. Наприклад у телефонії використовується смуга пропускання 3,1 кГц. У цьому випадку максимально досяжна швидкість складе 6200 символів у секунду (або Бод).

#### Теорема Шеннона – Хартлі.

У даній теоремі визначено, щоб досягти максимальної швидкості (біт/сек) необхідно збільшити смугу пропускання й потужність сигналу, і зменшити рівень шуму.

$$V = W \log_2 \left( \frac{S}{N} + 1 \right), \quad (3)$$

де  $V$  – швидкість (біт/с),  $W$  – смуга пропускання (Гц),  $S$  – рівень сигналу, що враховує затухання в лінії (мВт),  $N$  – рівень шуму (мВт).

Отже, теорема Шеннона-Хартлі обмежує інформаційну швидкість (біт/с) для заданої смуги пропускання й відношення сигнал/шум. Для збільшення швидкості необхідно збільшити рівень корисного сигналу, стосовно рівня шуму. Чинниками, що впливають на швидкість передачі даних, також є стан абонентської лінії (тобто діаметр проводів, наявність кабельних відведень і т.п.) і її протяжність. Загасання сигналу в лінії збільшується при збільшенні довжини лінії і зростанні частоти сигналу, і зменшується із збільшенням діаметру дроту. Фактично функціональною межею для ADSL є абонентська лінія завдовжки 3,5 – 5,5 км при товщині проводів 0,5 мм [2].

#### В процесі стандартизації ADSL визначили три потенційні типи модуляції:

- квадратурна амплітудна модуляція (Quadrature Amplitude Modulation – QAM);
- амплітудно-фазова модуляція з пригніченням несучої (Carrierless Amplitude/Phase Modulation – CAP);

- дискретна багатоканальна модуляція (Discrete MultiTone Modulation – DMT).

Дослідження показали, що найбільш продуктивною виявилась DMT модуляція. В березні 1993 року робоча група ANSI (American National Standards Institute – Американський національний інститут стандартів) T1E1.4 визначила базовий інтерфейс, заснований на методі DMT. Пізніше ETSI (European Telecommunications Standards Institute – Європейський інститут телекомунікаційних стандартів), також погодився стандартизувати DMT для застосування в ADSL. DMT передбачає розбиття спектру допустимих частот на 256 каналів в діапазоні від 26 до 1100 кГц, по 4,3125 кГц кожний [2].

**Метод розрахунку швидкості передачі даних ADSL.**

Швидкість передачі даних ADSL,  $\kappa\text{Bit}/\text{с}$ :

$$V = M \sum_{i_0}^{i_1} K_i, \quad (4)$$

де  $M = 4 \text{ кБод}$  – швидкість модуляції,  $K_i$  – кратність модуляції, дБ.

$$i_0 = \frac{f_0}{\Delta f}; i_1 = \frac{f_1}{\Delta f}, \quad (5)$$

де  $\Delta f = 4,3125 \text{ кГц}$  – каналний інтервал DMT модуляції;  $f_0$  – типова нижня границя смуги частот,  $\kappa\text{Гц}$ ;  $f_1$  – верхня границя смуги частот,  $\kappa\text{Гц}$ .

Кратність модуляції знаходять:

$$K_i = \frac{R_i - \Delta R - \Delta R_0}{\Delta f}, \quad (6)$$

де  $R_i$  – канална заводо захищеність, дБ;  $\Delta R = 3.18 \text{ дБ}$ , типове значення,  $\Delta R = 6 \text{ дБ}$  – запас заводо захищеності;  $\Delta R_0 = 10 \text{ дБ}$  – запас не ідеальності приймача.

$$R_i = S(f_i) - N(f_i). \quad (7)$$

$$S(f_i) = S_0(f_i) - A(f_i), \quad (8)$$

де  $S(f_i)$  – спектр корисного сигналу на вході приймача,  $\text{дБм}/\text{Гц}$ .  $S_0(f_i)$  – спектр сигналу передавача,  $\text{дБм}/\text{Гц}$ .  $N(f_i)$  – спектр шумів на вході приймача,  $\text{дБм}/\text{Гц}$ .  $A(f_i)$  – частотна характеристика затухання;  $f_i$  – частота струму,  $\text{Гц}$  [3].

$$A(f_i) = 8,7L \sqrt{\frac{1}{2} \left( rg - lc\omega^2 + \sqrt{(r^2 + l^2\omega^2)(g^2 + c^2\omega^2)} \right)}, \quad (9)$$

де  $w = 2\pi \cdot f_i$  – кутова частота,  $\text{рад}/\text{с}$ ;  $r$  – активний опір ланцюга,  $\text{Ом}/\text{км}$ ;  $g$  – провідність ізоляції ланцюга,  $\text{См}/\text{км}$ ;  $l$  – індуктивність ланцюга,  $\text{Гн}/\text{км}$ ;  $c$  – електрична ємність ланцюга,  $\text{Ф}/\text{км}$ ;  $L$  – довжина лінії,  $\text{км}$ .

$$r = r_0 \left( 1 + F(x) + \frac{pG(x)(d_0/a)^2}{1 - H(x)(d_0/a)^2} \right), \quad (10)$$

де  $d_0$  – діаметр жили кабелю,  $\text{мм}$ ;  $r_0$  – опір ланцюга постійному струму,  $\text{Ом}/\text{км}$ ;  $a$  – відстань між центрами жил,  $\text{мм}$ ;  $p$  – коефіцієнт, що враховує вид скрутки ( $p = 1$  для парної скрутки і  $p = 5$  для четвірочної);  $F(x)$ ,  $G(x)$ ,  $H(x)$  – функції, що залежать від коефіцієнта вихрових струмів і діаметра жил. Величина  $x$  визначається з виразів:

$$x = 0,0105d_0\sqrt{f_i} \quad (\text{для мідних жил}). \quad (11)$$

$$x = 0,0082d_0\sqrt{f_i} \quad (\text{для алюмінієвих жил}). \quad (12)$$

$$l = k_y \left( 4 \ln \frac{2a - d_0}{d_0} + \mu_r Q(x) \right) \cdot 10^{-4}, \quad (13)$$

де  $k_y = 1,016$  – коефіцієнт скрутки,  $\mu_r = 1$  – відносна магнітна проникність матеріалу жил;  $Q(x)$  – функція, що залежать від коефіцієнта вихрових струмів і діаметра жил.

$$c = k_y e_{rek} \cdot 10^{-6} \sqrt{36 \ln \left( \frac{2a}{d_0} \psi \right)}, \quad (14)$$

де  $e_{rek}$  – еквівалентна відносна діелектрична проникність ізоляції;  $\psi$  – поправочний

коефіцієнт, що характеризує близькість ланцюга до заземлених інших жил і оболочки. Можна наближено приймати при парній скрутці  $u \approx 0,75$ , а при четвірочній скрутці  $u \approx 0,65$ . Формула (14) вірна для кабелів з незмінною пластмасовою ізоляцією.

$$g = \omega c \cdot \operatorname{tg} \delta_{ек} \quad (15)$$

де  $\operatorname{tg} \delta_{ек}$  – еквівалентний тангенс кута діелектричних втрат ізоляції [4].

У табл. 1, табл. 2 дані результати розрахунку швидкості передачі даних ADSL для кабелів ТПП 0,4 і ТПП 0,5 парної скрутці при спектрі сигналу передавача 1 дБм/Гц, і різних спектрах шумів на вході приймача. Залежність швидкості передачі даних ADSL від довжини цифрової абонентської лінії дана у вигляді графіків на рис. 2.

Таблиця 1

Розрахунок швидкості передачі даних ADSL для кабелю ТПП 0,4

Рівень шуму -80 дБм/Гц		Рівень шуму -100 дБм/Гц		Рівень шуму -115 дБм/Гц		Рівень шуму -140 дБм/Гц	
V, кБіт/с	L, км	V, кБіт/с	L, км	V, кБіт/с	L, км	V, кБіт/с	L, км
5400	0,5	5400	0,5	5400	0,5	5400	0,5
5400	1,0	5400	1,0	5400	1,0	5400	1,0
5400	1,5	5400	1,5	5400	1,5	5400	1,5
4645	2,0	5400	2,0	5400	2,0	5400	2,0
2695,5	2,5	5400	2,5	5400	2,5	5400	2,5
143,2	3,0	4503,3	3,0	5400	3,0	5400	3,0
0	3,5	2723,1	3,5	4975,1	3,5	5400	3,5
	4,0	506,7	4,0	3575,1	4,0	5400	4,0
	4,5	0	4,5	1683,9	4,5	5167,4	4,5
	5,0		5,0	5,0	4220,2	5,0	
	5,5		5,5	5,5	2576	5,5	
	6,0		6,0	6,0	658,6	6,0	

Таблиця 2

Розрахунок швидкості передачі даних ADSL для кабелю ТПП 0,5

Рівень шуму -80 дБм/Гц		Рівень шуму -100 дБм/Гц		Рівень шуму -115 дБм/Гц		Рівень шуму -140 дБм/Гц	
V, кБіт/с	L, км	V, кБіт/с	L, км	V, кБіт/с	L, км	V, кБіт/с	L, км
5400	0,5	5400	0,5	5400	0,5	5400	0,5
5400	1,0	5400	1,0	5400	1,0	5400	1,0
5400	1,5	5400	1,5	5400	1,5	5400	1,5
5377,2	2,0	5400	2,0	5400	2,0	5400	2,0
4634,1	2,5	5400	2,5	5400	2,5	5400	2,5
3254,8	3,0	5379,9	3,0	5400	3,0	5400	3,0
1561,5	3,5	4943,5	3,5	5400	3,5	5400	3,5
0	4,0	3873,5	4,0	5334,4	4,0	5400	4,0
	4,5	2493,5	4,5	4669,3	4,5	5400	4,5
	5,0	854	5,0	3616,9	5,0	5385,1	5,0
	5,5	0	5,5	2238,6	5,5	5177,9	5,5
	6,0		6,0	693,7	6,0	4545,8	6,0
	6,5		6,5	6,5	3504,6	6,5	
	7,0		7,0	7,0	2270,3	7,0	
	7,5	7,5	7,5	7,5	892	7,5	

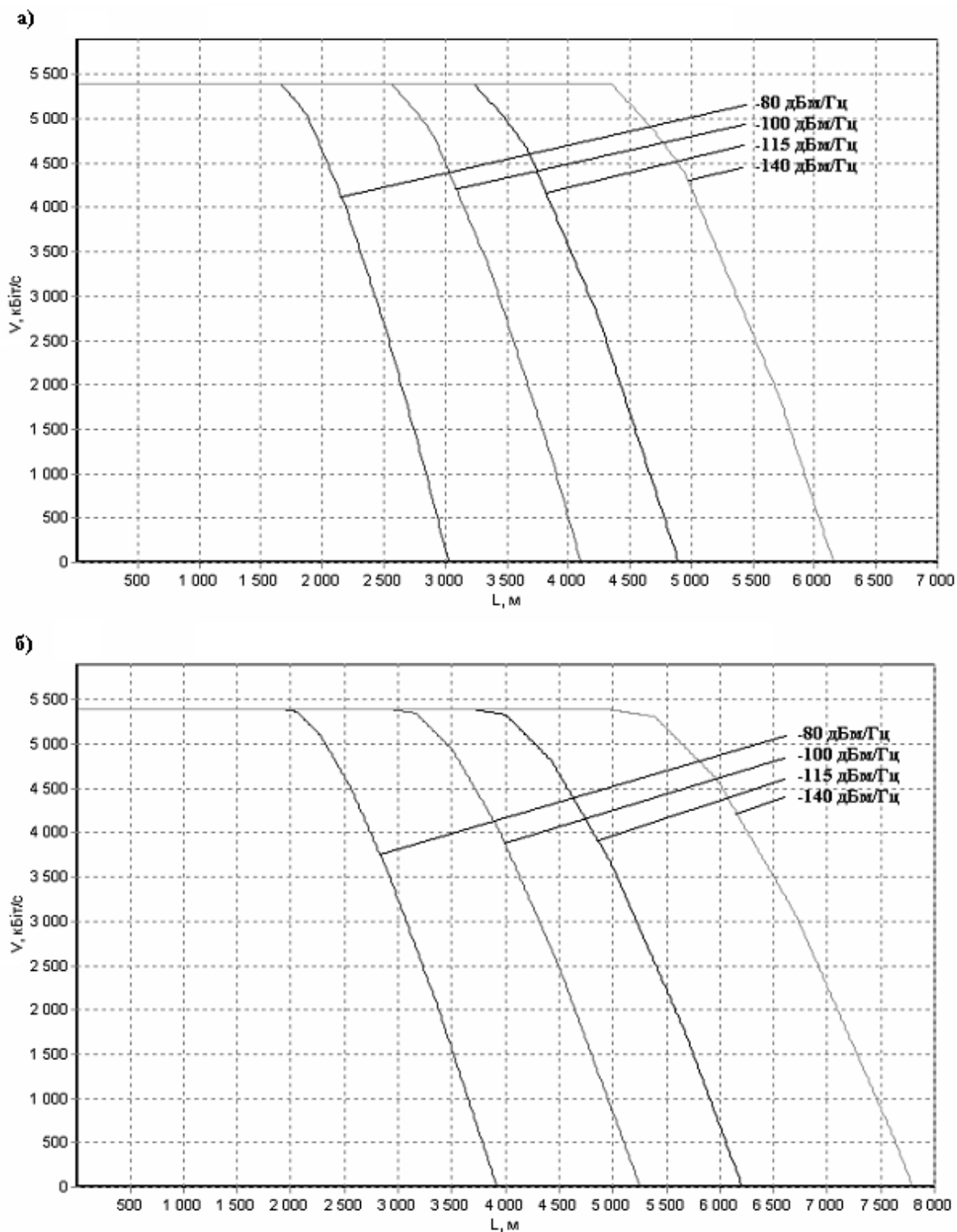


Рис. 2. Залежність швидкості передачі даних ADSL від довжини цифрової абонентської лінії для кабелю: а) ТПП 0,4; б) ТПП 0,5

#### Висновки:

1. В даній статті описаний метод за допомогою якого можна визначити швидкість передачі даних ADSL при різних спектрах потужності шумів на вході приймача залежно від довжини цифрової абонентської лінії та типу телефонного кабелю.

2. Швидкість передачі даних ADSL зростає при зменшенні потужності шумів на вході приймача, зменшенні довжини цифрової абонентської лінії і збільшенні діаметру жил телефонного кабелю.

#### Література

1. Черников Ф., Козленко В. Организация высокоскоростного доступа с помощью ADSL

технологии [Электронный ресурс]. URL:

2. [http://rus.dynamix.ua/news/press/chip\\_07.htm](http://rus.dynamix.ua/news/press/chip_07.htm) (дата звернення 08.03.2010).

3. Проблемы, связанные с применением ADSL. Параметры телекоммуникационной системы [Электронный ресурс]. URL:

4. <http://adsltech.pp.ru/problems.html> (дата звернення 09.03.2010).

5. Кочергов А.В. Нормирование ADSL – физический уровень / А.В. Кочергов // Вестник связи. – 2007. – № 6. – 14с.

6. Брискер А.С. и др. Городские телефонные кабели. Справочник. Москва, Радио и связь. 1991. – 208 с.

7. Кочергов А. В. Коварство простых методов оценки скоростного потенциала ADSL / А.В. Кочергов // Минск. Сетевые решения. – 2006. № 4. – 8с.

8. Рекомендація ITU-T G. 992.1 Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) transceivers (Прийомопередавачі асиметричної цифрової абонентської лінії (ADSL)).

Надійшла до редакції  
2.10.2009 р.

**УДК 621.373**

**О.В. ОСАДЧУК, Р.В. КРИНОЧКІН**

Вінницький Національний Технічний Університет

## **МОДЕЛЮВАННЯ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТОВЩИНИ НА ОСНОВІ ВІД'ЄМНОГО ОПОРУ В ЧАСОВОМУ ДОМЕНІ**

У роботі показаний процес розробки нелінійно-параметричної математичної моделі частотного перетворювача на основі від'ємного опору в динамічному режимі роботи. Показаний метод отримання функції перетворення та нормованої чутливості перетворювача. Наведено результати експериментальної перевірки адекватності розробленої моделі.

**The paper shows the process of developing nonlinear dynamic mathematical model of parametric frequency converter based on negative resistance. Demonstrated method to obtain conversion function's and the normalized sensitivity of the converter. The results of experimental verification of the adequacy of the developed model are given.**

Ключові слова: математична модель, частотний перетворювач.

### **Вступ**

Впровадження у галузь вимірювання товщини частотних перетворювачів на основі від'ємного опору, відкриває шлях до подальшого спрощення та здешевлення приладів вимірювання і контролю з одночасним забезпеченням високих метрологічних стандартів. Основні переваги таких засобів вимірювання та можлива схема їх застосування були описані в роботі [1], а в роботі [2] показано та обґрунтовано методику вибору вимірювального конденсатора в якості первинного сенсора для даних перетворювачів.

Розвиток комп'ютерної техніки призвів до значного спрощення схемотехнічного моделювання схем. Проте іншою стороною такого прогресу стала суттєва втрата розробником контролю за поведінкою схеми. Можна лише взяти певні існуючі елементи, побудувати з них схему та отримати результати моделювання за жорстко визначеним алгоритмом. Не завжди прийнятними бувають як результати, так і тривалість такого моделювання, особливо при використанні аналізу в часовому домені [див. нап. 3-5]. Тому виникає необхідність звертатися до методів низькорівневого моделювання, з застосуванням еквівалентних схем та елементарних моделей.

Такий підхід має наступні переваги:

- можливість врахування важливих особливостей конкретних схем, вже на етапі створення моделей
- контроль роботи моделей в процесі моделювання
- можливість визначення елементів та параметрів, що мають більший вплив на час або точність моделювання
- підвищення точності за рахунок використання аналітичних обчислень на проміжних етапах або протягом всього моделювання
- здатність до побудови моделей, для пристроїв що працюють одночасно у електричному та неелектричному доменах, що є особливо цінним при розробці вимірювальних перетворювачів
- розширені можливості математичної обробки результатів моделювання (в т.ч. статистична обробка, знаходження похідних тощо)

Безпосереднім завданням даної роботи є розробка та перевірка низькорівневої математичної моделі частотного перетворювача товщини на основі від'ємного опору. Розроблена модель повинна мати можливість наступної легкої інтеграції з моделлю первинного чутливого елемента, для отримання сукупної системи параметричних залежностей, що описують роботу

всього вимірювального каналу.

### Інструменти дослідження

**Моделі елементів.** Схеми-гіпотези, для дослідження, вибір яких був обґрунтований у [2] є параметричними і нелінійними [6]. Тому для їх розрахунку необхідно використовувати, нелінійні моделі радіоелектронних компонентів, що доволі точно описуються через статичні параметри пасивних елементів та залежних джерел напруг і струмів [7].

**Методи розрахунку.** Найбільше поширення для розрахунку систем динамічних рівнянь радіоелектронних кіл отримали два методи: вузлових потенціалів та змінних стану. Використаємо для розрахунку другий метод, враховуючи, що за ним ми отримуємо систему диференціальних рівнянь в максимально компактній та раціональній формі: число рівнянь дорівнює порядку кола, всі рівняння системи мають перший порядок [8].

**Технічні засоби.** Щодо технічного інструментарію дослідження, то для комп'ютерної реалізації розроблених моделей використовувався професійний математичний пакет Maple 13, що є найбільш пристосованим для символьних обчислень [9, 10].

### Розробка моделі високочутливого частотного перетворювача товщини

Побудуємо еквівалентну схему частотного перетворювача з роботи [2], використавши другий варіант під'єднання первинного сенсора та дещо змінивши включення біполярного транзистора (рис. 1).

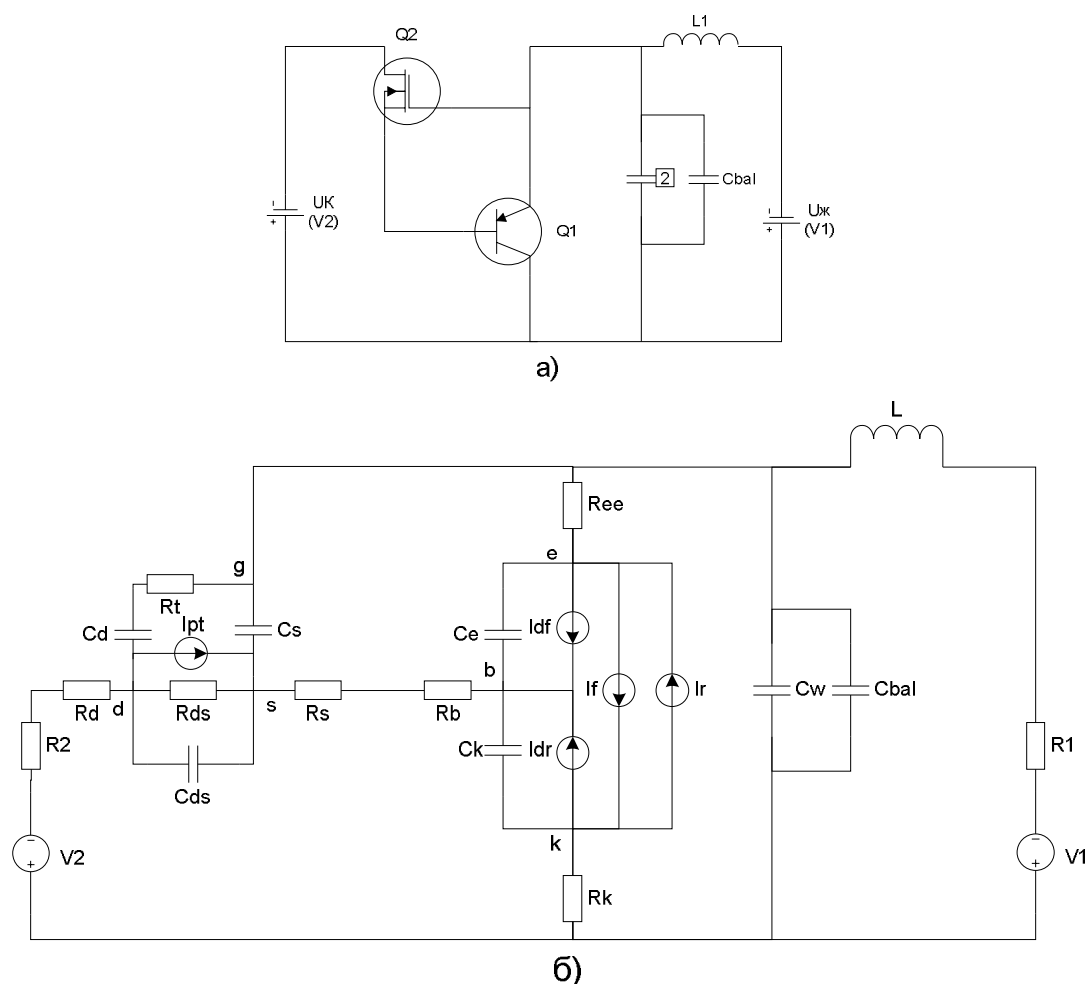


Рис. 1. Електрична принципова (а) та еквівалентна (б) схеми високочутливого частотного перетворювача товщини

Дана еквівалентна схема заснована на моделях окремих радіоелектронних компонентів, що входять до складу перетворювача [11, 12].

Застосуємо для розрахунку схеми метод змінних стану. На першому етапі перетворимо вищенаведену еквівалентну схему, представивши ємності у вигляді незалежних джерел напруги, а індуктивність – струму, та складемо для неї систему рівнянь за законами Кірхгофа та Ома. Крім того, два джерела  $I_f$  та  $I_r$  перетворимо в одне  $I_{bit} = (I_f - I_r) / Q_B$ , а дві ємності  $C_w$  та  $C_{bal}$  на одну  $C_i = C_w + C_{bal}$ . Потім розв'яжемо отриману систему відносно  $U_L$ ,  $i_{C_d}$ ,  $i_{C_s}$ ,  $i_{C_{ds}}$ ,  $i_{C_k}$ ,  $i_{C_e}$ ,  $i_{C_i}$ , вважаючи відомими значення напруг та струму через індуктивність. На другому етапі, підставимо отримані для кожного реактивного елемента розв'язки у рівняння виду



$U_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt}$  та  $i_C(t) = C \cdot \frac{dU_C(t)}{dt}$ . Врахувавши підстановки (2), отримаємо систему (1):

$$\left\{ \begin{array}{l} L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = V1 - (U_{Li}(t) + i_L(t) \cdot R_L) \\ C_d \cdot \frac{dU_{Cd}(t)}{dt} = \frac{U_{Cs}(t) - U_{Cds}(t) - U_{Cd}(t)}{Rt} \\ C_s \cdot \frac{dU_{Cs}(t)}{dt} = \frac{B5 \cdot U_{Cs}(t) + B6 \cdot U_{Cds}(t) + B7 \cdot U_{Cd}(t)}{A4 \cdot B3 \cdot Rt} + \\ \quad \frac{(B4 \cdot U_{Ci}(t) + B8 \cdot U_{Ce}(t) - B9 \cdot U_{Ck}(t) - B3 \cdot V2) \cdot Rt}{A4 \cdot B3 \cdot Rt} \\ C_{ds} \cdot \frac{dU_{Cds}(t)}{dt} = \frac{(A1 \cdot U_{Cs}(t) - A4 \cdot U_{Cd}(t)) \cdot Rds}{A4 \cdot Rt \cdot Rds} + \frac{(Rt \cdot (U_{Li}(t) + V2 + I_{pt} \cdot A4)) \cdot Rds - B10 \cdot U_{Cds}(t)}{A4 \cdot Rt \cdot Rds} \\ C_k \cdot \frac{dU_{Ck}(t)}{dt} = \frac{(A6 \cdot (U_{Ci}(t) - U_{Ck}(t))) - A3 \cdot U_{Ca}(t) - U_{Cs}(t) \cdot R_{ee} + (I_{bit} - I_{dr}) \cdot U3}{B3} \\ C_e \cdot \frac{dU_{Ce}(t)}{dt} = \frac{A5 \cdot U_{Cs}(t) + A3 \cdot U_{Ci}(t) - A3 \cdot U_{Ck}(t) + U_{Cs}(t) \cdot Rk + (I_{bit} + I_{df}) \cdot B3}{B3} \\ C_i \cdot \frac{dU_{Ci}(t)}{dt} = \frac{-B11 \cdot U_{Li}(t) + B7 \cdot i_L(t) + B4 \cdot U_{Cs}(t) + A6 \cdot A4 \cdot U_{Ck}(t)}{A4 \cdot B3} \\ \quad + \frac{A3 \cdot A4 \cdot U_{Ce}(t) + B3 \cdot (V2 - U_{Cds}(t))}{A4 \cdot B3} \end{array} \right. \quad (1)$$

$$\begin{array}{l} B1 = A1 \cdot Rk + A2 \cdot Rt + A3 \cdot A4 \\ B2 = A2 \cdot Rt + A3 \cdot A4 \\ B3 = A5 \cdot R_{ee} + Rk \cdot A3 \\ B4 = (A2 + Rk) \cdot R_{ee} + Rk \cdot A3 \\ B5 = -B1 \cdot R_{ee} - B2 \cdot Rk \\ B6 = A1 \cdot B3 \\ B7 = A4 \cdot B3 \\ B8 = A4 \cdot Rk \\ B9 = A4 \cdot R_{ee} \\ B10 = A1 \cdot Rds + A4 \cdot Rt \\ B11 = B4 + A3 \cdot A4 \end{array} \quad (2)$$

$$\begin{array}{l} A1 = Rt + Rd + R2 \\ A2 = Rd + R2 + Rs + Rb \\ A3 = Rb + Rs \\ A4 = R2 + Rd \\ A5 = Rk + Rb + Rs \\ A6 = R_{ee} + Rs + Rb \end{array}$$

Отримана система параметричних рівнянь є нелінійною оскільки містить в якості складових елементів нелінійні залежні джерела струмів  $I_{pt}$ ,  $I_{bit}$ ,  $I_{df}$ ,  $I_{dr}$  [13]. Також зауважимо, що при більш детальному розгляді виявляється, що ємнісні та резистивні елементи також мають непостійні значення [11]. Формули для обрахунку цих та інших елементів і параметрів моделі представлені в роботах [7, 11, 13].

Система (3.1) є динамічною математичною моделлю вторинного частотного перетворювача товщини, таким чином розв'язання цієї системи з використанням зворотної підстановки у систему рівнянь Кірхгофа, дозволить знайти значення напруги або струму у будь-якій точці кола в будь-який заданий момент часу. Здатність до інтеграції з моделлю первинного чутливого елемента забезпечується шляхом підстановки функції  $C=f(h)$  (зміни ємності від вимірюваної товщини) в якості параметра елемента  $C_w$ .

#### Перевірка адекватності розробленої моделі

Розрахунок показує, що при використанні даної моделі на виході схеми дійсно будуть існувати періодичні коливання, частота яких залежить від величини підключеної вимірювальної ємності. На рис. 2 показано приклад змодельованих вихідних коливань ( $t = 0..10$  мкс) при двох різних  $C_w$ .

Для перевірки адекватності розробленої моделі було створено програму (у термінах клієнт-серверної математичної мови Maple 13) розрахунку вихідної частоти генерації від величини ємності чутливого елемента. Актуальні параметри моделі, розраховувалися за даними та бібліотечними даними з використанням LSQ-методів [13, 14, 15].

На рис. 3 наведено порівняння результатів моделювання функції перетворення в динамічному режимі з експериментальними дослідженнями на натурній моделі пристрою.

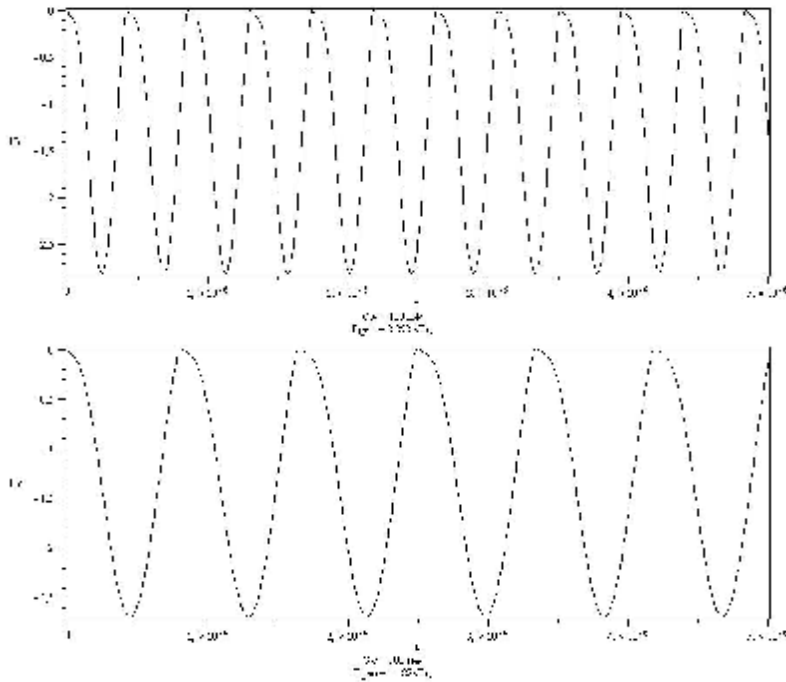


Рис. 2. Змодельовані вихідні коливання при двох різних CW

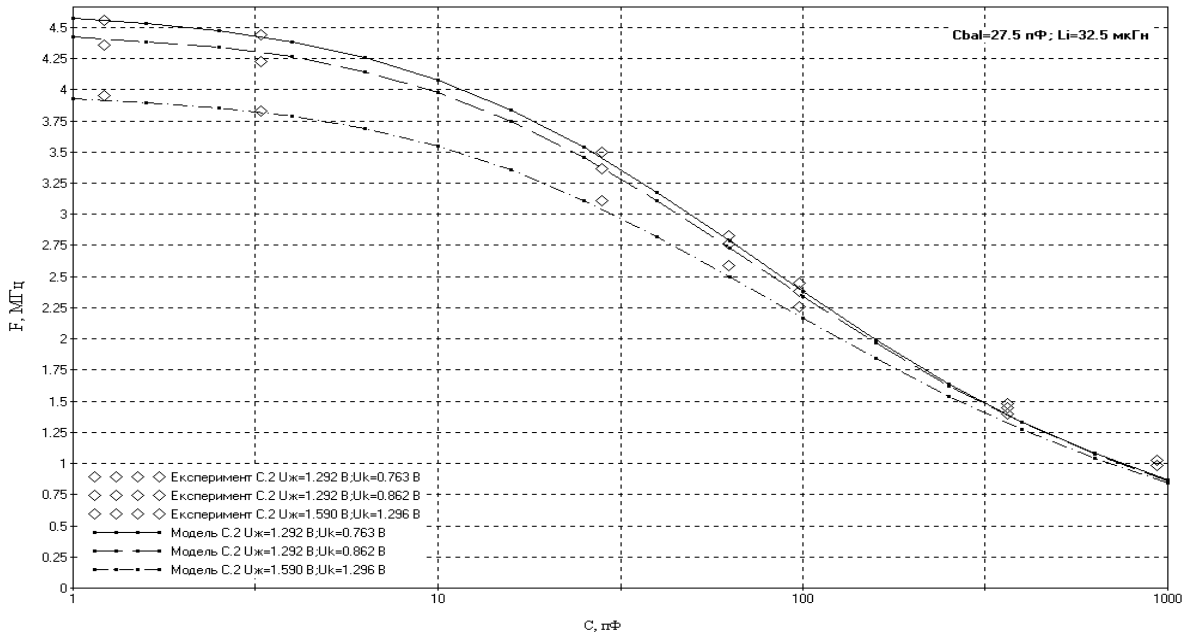


Рис. 3. Експериментальна та змодельована функції перетворення в різних режимах роботи

В таблицях 1 та 2 наведені похибки моделювання обраховані окремо в кожному вимірювальному діапазоні для кожного з режимів роботи по живленню. При експериментальній перевірці найбільш стійким виявився третій режим роботи, стабільна генерація існувала аж до декількох нанофарад, втім і чутливість у цьому режимі найменша.

Таблиця 1

**Максимальна абсолютна похибка моделювання перетворювача**

Режим	Діапазон вимірювання		
	1-10 пФ	10-100 пФ	100 – 1000 пФ
V1=1.292 В. V2=0.763 В	24 кГц	64 кГц	90 кГц
V1=1.292 В. V2=0.863 В	31 кГц	35 кГц	90 кГц
V1=1.590 В. V2=1.296 В	40 кГц	90 кГц	100 кГц

Максимальна відносна похибка моделювання перетворювача

Режим	Діапазон вимірювання		
	1-10 пФ	10-100 пФ	100 – 1000 пФ
V1=1.292 В. V2=0.763 В	0.57 %	2.24 %	6 %
V1=1.292 В. V2=0.863 В	0.72 %	1.49 %	9.89 %
V1=1.590 В. V2=1.296 В	1.02 %	4.16 %	10 %

На рис. 4 наведені результати моделювання зміни нормованої чутливості від ємності вимірювального елемента  $S_C = \frac{S \cdot C}{F_b}$  ( $S$  – чутливість при ємності  $C$ ). Нормувальна частота  $F_b = 1$  МГц. Очевидно, що найбільше значення приведеної чутливості спостерігається в діапазоні від 15 до 300 пФ, що є енергетично оптимальним режимом роботи приладу.

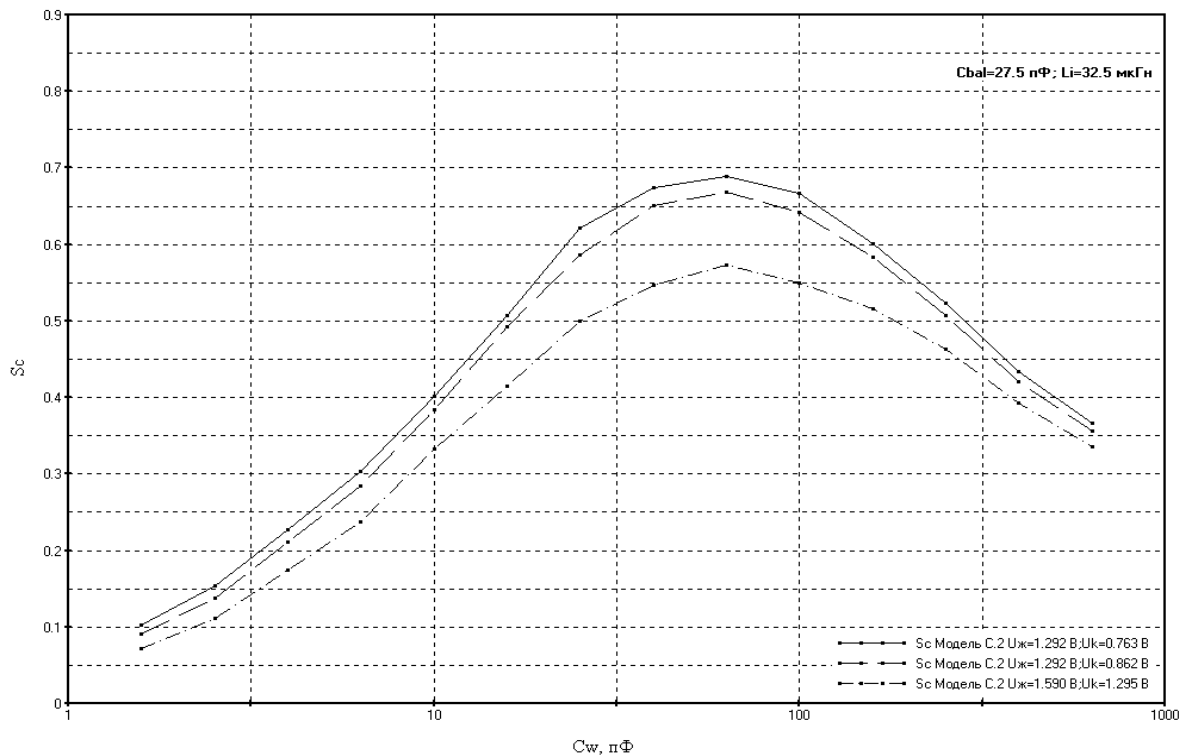


Рис. 4. Зміна нормованої чутливості від ємності вимірювального елемента в різних режимах роботи

### Висновки

1. Розроблена динамічна математична модель частотного перетворювача на основі від'ємного опору в часовому домені. Отримана модель дозволяє знаходити реакцію схеми (зміну частоти) на зовнішній вплив (напр. зміну ємності чутливого елемента) і в такий спосіб придатна для подальшого використання у моделюванні вимірювальної поведінки частотних перетворювачів товщини.

2. Показаний метод отримання функції перетворення та нормованої чутливості перетворювача за допомогою розробленої моделі.

3. Наведено результати експериментальної перевірки адекватності розробленої моделі. Відносні похибки моделювання складають від 0.57 % до 10 % залежно від значення ємності чутливого елемента.

### Література

1. Осадчук О.В. Проблеми вимірювання товщини нанесеного покриття та методи підвищення його точності / О.В. Осадчук, Р.В. Криночкін // Нові Технології. – 2009. – № 1. – С. 102-105. – ISSN: 1810-3049

2. Осадчук О.В. Вплив зовнішньої вимірювальної ємності на ЧПВО / О.В. Осадчук, Р.В. Криночкін // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2009): матеріали IV міжнародної науково-технічної конференції, Вінниця, 8-10 жовтня 2009 року. – Вінниця, 2009. – Частина 2. – С. 78

3. Болотовский Ю. Опыт моделирования систем силовой электроники в среде OrCAD 9.2.Ч.1 / Ю. Болотовский, Г. Таназлы // Силовая электроника. – 2004. – № 1. – С. 90-95

4. Болотовский Ю. Опыт моделирования систем силовой электроники в среде OrCAD

- 9.2.Ч.1 / Ю. Болотовский, Г. Таназлы // Силовая электроника. – 2004. – № 2. – С. 96-103.  
 5. Болотовский Ю. Опыт моделирования систем силовой электроники в среде OrCAD 9.2.  
 Ч.3 / Ю. Болотовский, Г. Таназлы // Силовая электроника. – 2006. – № 1. – С.88-92  
 6. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей: Учебн. пособие для вузов. – Москва: Радио и связь, 1982. – 280 с.  
 7. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7. – Москва: Горячая Линия-Телеком, 2003. – 368 с. – ISBN 5-93517-127-9  
 8. Кузнецов Ю.В., Тронин Ю.В. Основы анализа линейных радиоэлектронных цепей (Временной анализ). – Москва: Издательство МАИ, 1992. – 60 с. – ISBN 5-7035-0250-0  
 9. Сдвижков О.А. Математика на компьютере: Maple 8. – Москва: Солон-Пресс, 2003. – 176 с.  
 10. Дьяконов В.П. Maple 8 в математике, физике и образовании. – Москва: Солон-Пресс, 2003. – 656 с.  
 11. Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab 8.0. – Москва: Солон-Пресс, 1999. – 698 с. – ISBN 5-85954-082-5  
 12. Петраков О. Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов.Ч.1 // Схемотехника. – 2001. – № 2. – С. 36-37 с.  
 13. Недолужко И. Модели мощных биполярных транзисторов и определение их параметров / И. Недолужко, А. Лебедев // Силовая электроника. – 2005. – № 1. – С. 12-17  
 14. Златин И. Создание и редактирование моделей в OrCAD 15.7. Ч.1 // Компоненты и технологии. – 2007. – № 6. – С. 124-128  
 15. Златин И. Создание и редактирование моделей в OrCAD 15.7. Ч.2 // Компоненты и технологии. – 2007. – № 7. – С. 149-154 с.

Надійшла до редакції  
 22.11.2009 р.

**УДК 389.638.011**

**С.В. БЕХ, О.О. КУШНІР**

Хмельницький національний університет

## **МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ**

В роботі розглянуто класифікацію методів вимірювання потужності електричних сигналів за різними класифікаційними ознаками. Наведені основні недоліки цих методів. Показана доцільність використання електротеплових методів для вимірювання активної та реактивної потужності гармонічних сигналів складної форми.

*Classification of methods of measuring of power of electric signals is in-process considered on different classification signs. The basic lacks of these methods are resulted. Rotined expedience of the use electro-thermal methods for measuring of active and reactive power of harmonic signals of difficult form.*

Ключові слова: вимірювання потужності, активна потужність, реактивна потужність.

### **Вступ**

Характерною рисою науково-технічного прогресу є використання електроніки у всіх галузях народного господарства у всіх галузях народного господарства. Історія розвитку науки і техніки свідчить, що науково-технічний прогрес нерозривно пов'язаний з можливостями здійснення і вдосконалення вимірювань. З прогресом науки і техніки відбувається неухильне розширення сфери фізичних процесів та явищ, охоплених вимірюваннями. Безперервно зростає кількість та різноманіття вимірюваних фізичних величин, параметрів технологічних процесів, характеристик сигналів та кіл, ускладнюються методи отримання, обробки та використання вимірювальної інформації, зростає роль наукового приладобудування, автоматизації експерименту, мікромініатюризації сенсорів та приладів, створення засобів вимірювань з малим споживанням електричної енергії, з автоматичною корекцією похибок вимірювань і т.д.

Серед фізичних величин важливе місце займає електрична потужність, як сукупність властивостей, загальних в якісному відношенні для багатьох електричних кіл та енергетичних систем, їх станів і процесів, які в них протікають, але в кількісних відношеннях індивідуальних для кожного електричного кола, джерела та приймача енергії.

**Об'єктом дослідження** є існуючі методи вимірювання електричної потужності.

### **Результати та їх обговорення**

Важливим енергетичним параметром електричних і радіотехнічних кіл, технічних засобів, систем, приладів, приймальних та передавальних пристроїв є електрична потужність. Протікання струму по електричному колу супроводжується споживанням енергії від джерела, а швидкість поступання цієї енергії характеризує потужність. Розрізняють активну, реактивну та повну потужність.

Існує велика кількість різноманітних методів вимірювання електричної потужності. Їх класифікують за різними класифікаційними ознаками (рис. 1) [1].

За характером зміни сигналу в часі методи вимірювання потужності поділяються на три групи: методи вимірювання потужності на постійному, імпульсному та змінному струмах. Методи вимірювання потужності на змінному струмі за частотним діапазоном електричних сигналів поділяють, в свою чергу, на методи вимірювання потужності повільно змінюючих в часі або інфранизькочастотних (ІНЧ) сигналів, низькочастотних (НЧ), високочастотних (ВЧ) та надвисокочастотних (НВЧ) сигналів. Також методи вимірювання потужності на змінному струмі поділяються на методи вимірювання миттєвої потужності і потужності середньої за період чи за кілька періодів гармонічних або періодичних сигналів складної форми.

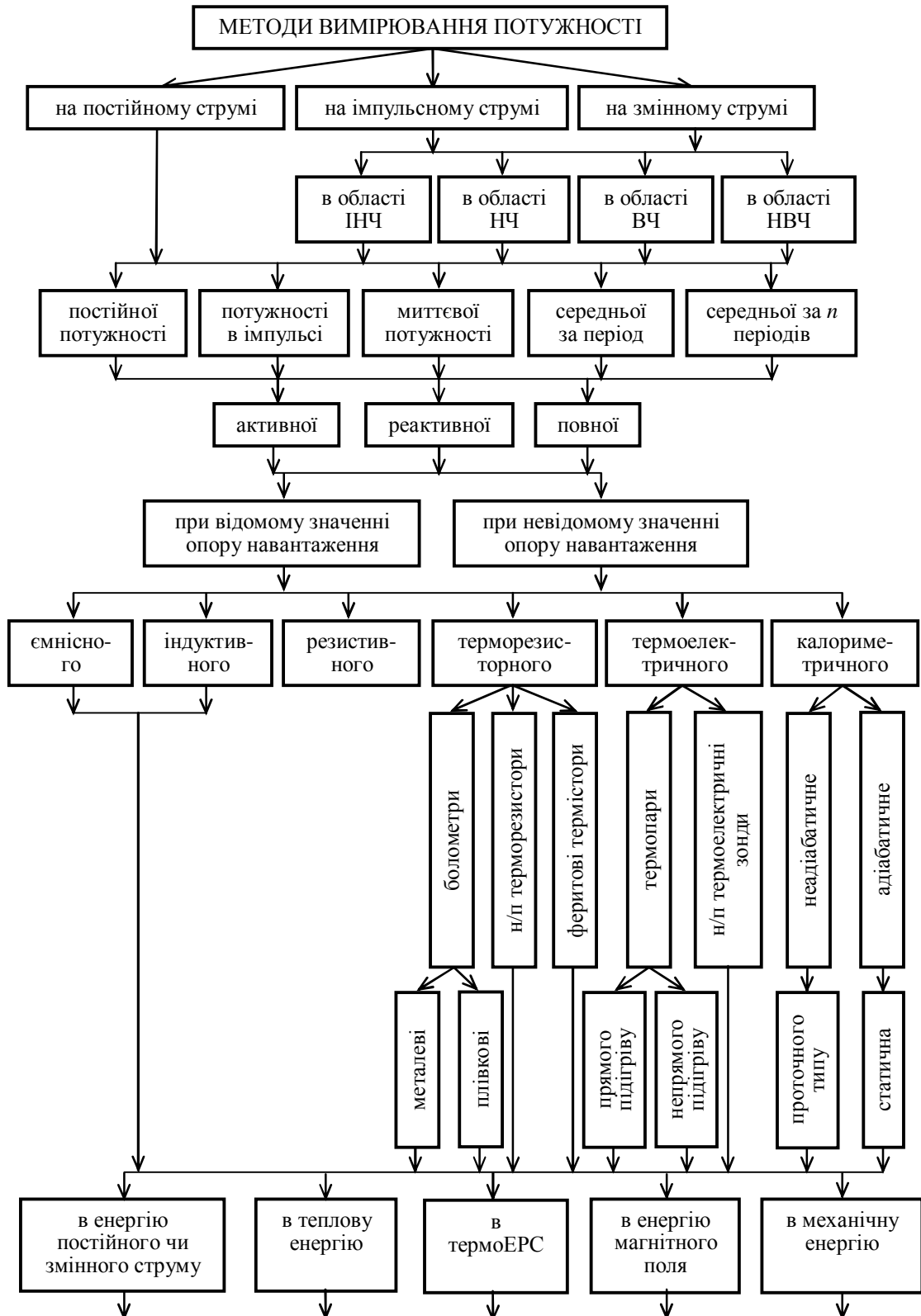


Рис. 1. Класифікація методів вимірювання електричної потужності

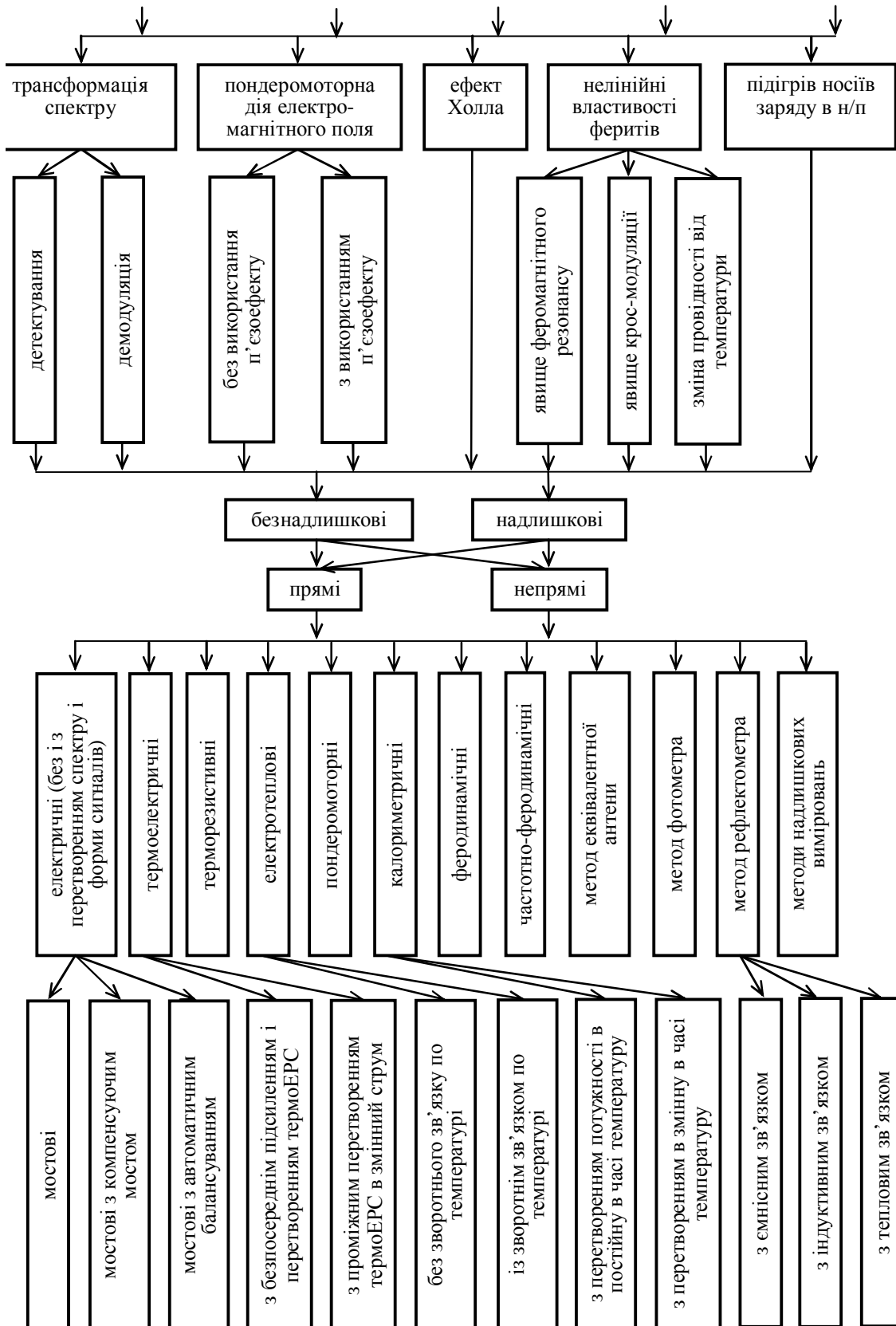


Рис. 1. Класифікація методів вимірювання електричної потужності. Закінчення

За наявністю числової інформації про опір навантаження методи вимірювання потужності поділяються на методи вимірювання при відомих або при невідомих значеннях активного чи реактивного (ємнісного або індуктивного) опору навантаження.

За характером навантаження розрізняють методи вимірювання активної, реактивної та повної потужності.

За видами навантаження розрізняють методи вимірювання потужності при ємнісному, індуктивному, резистивному, терморезистивному, термоелектричному та калориметричному

навантаженнях.

За видом перетворення енергії методи вимірювання потужності поділяються на методи, засновані на перетворення електричної енергії в енергію постійного чи змінного струму низької частоти, в теплову, в термоЕРС, в енергію магнітного поля та в механічну енергію.

За використовуваними явищами та ефектами перетворення електричної енергії можна виділити методи вимірювання потужності, що використовують: трансформацію частотного спектру електричних сигналів, явище перетворення енергії електромагнітного поля в механічну або пондеромоторну дію електромагнітного поля, ефект Холла, нелінійні властивості феритів (явище феромагнітного резонансу та зміна провідності при нагріві фериту струмами високої частоти), а також явище розігріву носіїв зарядів в напівпровідниках в електричному полі.

За характером рівності вимірювання методи вимірювання потужності поділяються на методи безнадлишкових та надлишкових вимірювань.

За способом визначення шуканої величини виділяють прямі (безпосереднього множення) та непрямі методи вимірювань (непрямого перемноження).

В сукупності даних суттєвих ознак всі методи вимірювання потужності поділяються на електричні методи вимірювання без перетворення спектру і форми сигналів (тобто на постійному струмі), з перетворенням спектру і форми сигналів (на змінному струмі), термоелектричні, терморезисторні, електротеплові, пондеромоторні, калориметричні, на ефекті Холла, феродинамічні, частотно-феродинамічні, методи еквівалентної антени, фотометричні, методи рефлектометра і методи надлишкових вимірювань потужності.

Методи вимірювання електричної потужності без перетворення спектру і форми сигналів, тобто на постійному струмі, – методи, засновані на вимірюванні діючих значень струму через навантаження і падіння напруги на ньому з наступним визначенням їх добутку [1].

Методи вимірювання потужності з перетворенням спектру і форми сигналів (на змінному струмі) – методи, засновані на проміжному нелінійному перетворенні характеру або енергії вихідних сигналів сенсора струму і сенсора напруги в сигнал (з врахуванням коефіцієнтів амплітуди і форми) або енергію іншого виду (механічну, теплову і т.д.) з наступним безпосереднім (прямим) чи непрямим перемноженням перетворених сигналів [1].

Термоелектричні методи – методи, засновані на нагріванні одного з спаїв термопари вимірюваної потужності з наступним вимірюванням термоЕРС, яка пропорційна квадрату амплітуди струму, що протікає через робочий спай [2]. Даний метод заснований на перетворенні електричної енергії в теплову. Існує два види термоелектричного методу: термопарний з прямим підгрівом та термоелементний. До переваг термопарних вимірювачів потужності слід віднести простоту індикаторних пристроїв, простоту калібрування та періодичної перевірки методом заміщення на постійному струмі чи струмі низької частоти та їх здатність витримувати без руйнування 50 % перевантаження [3]. Недоліками є низька чутливість, погане узгодження і нелінійна залежність напруги від потужності.

Терморезисторні методи – це методи вимірювання потужності, засновані на зміні провідності терморезистора в результаті дії теплової потужності. З іншої сторони, терморезисторні методи – це методи, засновані на нагріванні терморезистора вимірюваною потужністю з наступним вимірюванням зміни його опору (чи провідності). При вимірюваннях зазвичай використовують метод заміщення високочастотної потужності еквівалентною їй за тепловою дією відомою потужністю від джерела постійного струму. Розрізняють чотири різновиди даних методів: прямий терморезисторний метод вимірювання потужності з неповним врівноваженням, метод врівноваження, метод подвійного (робочого та компенсаційного) врівноваження та метод автобалансного врівноваження [2]. Основними недоліками терморезисторного методу порівняно з термопарним є значна залежність показників від температури навколишнього середовища і значне споживання потужності від джерел живлення [3].

Електротеплові методи вимірювання потужності гармонічних сигналів складної форми в широкому діапазоні низьких та високих частот – методи, засновані на формуванні електричних сигналів, пропорційних струму через навантаження і напрузі на ньому з наступним перетворенням енергії цих сигналів в теплову потужність, яка розсіюється на узгоджених за значенням опорів резистивних нагрівальних елементах. Про дійсне значення контролюючої потужності судять за різницею температур резистивних нагрівачів. Розрізняють електротеплові методи вимірювання потужності без і з зворотнім зв'язком по температурі. Відомі три основні різновиди електротеплового методу вимірювання потужності, які відрізняються різновидами сумо-різницевого способу перемноження електричних сигналів [1].

Пондеромоторний метод є абсолютним методом вимірювання потужності, який заснований на електромеханічній дії електромагнітної хвилі на стінки хвилеводу або на поміщені в нього відбиваючі пластинки, шляхом прямого вимірювання маси, довжини і часу. Недоліками методу є висока чутливість до вібрацій та складність механічної конструкції, залежність показників від частоти. Найповніше переваги пондеромоторного методу можуть бути реалізовані при вимірюванні великих рівнів потужності [3].

Суть калориметричного методу полягає у визначенні кількості тепла, що розсіюється на навантаженні, яке є поглинаючим опором в лінії передачі потужності. Цей метод заснований на перетворенні енергії електромагнітних НВЧ коливань, що поглинаються узгодженим

навантаженням, в теплову з наступним визначенням дійсного значення потужності за зміною якого-небудь параметру нагрівачого тіла (температури, видовження, електричного опору, кількості речовини, зміненого агрегатного стану та ін [4]). Дані методи відносяться до високочастотних методів вимірювання ВЧ і НВЧ потужності. Розрізняють калориметри проточного типу, статичні, з рідинним та сухим навантаженням. До недоліків даного методу можна віднести втрату теплоти на випромінювання, неповну теплоізоляцію калориметра, непостійність швидкості протікання рідини, неповне узгодження навантаження з лінією передачі енергії, втрату потужності та інші [5].

Виникнення різниці потенціалів у провідній пластині, по якій в подовжньому напрямі протікає електричний струм, при поміщенні її в магнітне поле, силові лінії якого перпендикулярні напрямку струму, називається ефектом Холла [3]. Перевагами методу вимірювання потужності на основі ефекту Холла є висока швидкість і нечутливість до ступеня узгодженості навантаження. До недоліків слід віднести низьку точність вимірювань, обумовлену появою у вихідному сигналі сенсора термоЕРС, що виникає за рахунок  $p$ - $n$ -переходу в місці з'єднання металевих виводів до чутливого елементу датчика, а також залежність ЕРС Холла від модуля і фази коефіцієнта відбиття навантаження на НВЧ [6].

Феродинамічні і частотно-феродинамічні методи вимірювання – це методи вимірювання проходящої потужності у вузькому діапазоні частот, засновані на нагріванні чутливого елементу феритового резонатора проходящою потужністю і вимірювання температури нагріву безпосередньо, шляхом вимірювання провідності фериту на постійному струмі або за допомогою напівпровідникового термістора. За температурою нагрівання можна судити про поглинаючу потужність [2].

Метод еквівалента антени – це метод непрямого вимірювання вихідної потужності передавальних пристроїв, заснований на заміні реального навантаження його еквівалентом, який представляє собою безіндуктивний активний опір, рівний і точно відомий по значенню резонансного опору реальної антени, з наступним вимірюванням діючого значення струму крізь цей опір або падіння напруги на ньому і визначенням потужності [7].

Фотометричний метод вимірювання вихідної потужності передавальних пристроїв – метод вимірювань, заснований на порівнянні освітленості, що створюються світловими потоками від еквівалента антени, виконаного у вигляді лампочки з опором нитки, рівному опору еквівалента антени та ідентичної лампочки, що живиться від керуючого джерела постійного та змінного струму, а про вимірювану потужність судять по діючому значенню напруги живлення другої лампочки накалювання.

Метод рефлектометра – метод неперервного вимірювання потужності передавача, навантаженого на реальну антену, заснований на вимірюваннях струму падаючої, відбитої та результуючої хвиль в рефлектометрі з наступним визначенням діючих значень потужності падаючої, відбитої та результуючої хвиль [7].

Методи надлишкових вимірювань потужності – це методи, засновані на виконанні вимірювань рядів взаємопов'язаних між собою однорідних фізичних величин (струмів через навантаження або падіння напруг на навантаженні, опорі навантаження або самої потужності), при незмінних і дискретно змінюваних на нормовані значення параметрах функції перетворення вимірювального перетворювача з наступним визначенням потужності згідно з рівнянням надлишкових вимірювань [1].

З-поміж усіх розглянутих методів найактуальнішим методом вимірювання активної та реактивної по-тужності гармонічного сигналу складної форми є електротепловий метод, який реалізує сумо-різницевий метод перемноження електричних сигналів. Його особливістю є те, що він заснований на формуванні електричних сигналів, пропорційних струму через навантаження і напрузі на ньому з наступним перетворенням енергії суми та різниці цих сигналів в теплову потужність, що розсіюється на узгоджених за значенням опорах резистивних нагрівальних елементів.

### Висновки

Встановлено, що існує багато методів вимірювання потужності електричних сигналів. Різновиди цих методів залежать від тих класифікаційних ознак, що характеризують частотний діапазон, спосіб перемноження фізичних величин, особливості навантаження тощо.

Аналіз технічної літератури та патентів показав, що для вимірювання потужності сигналів складної форми найбільш перспективними є електротеплові методи.

Наведена класифікація спрощує процес визначення та вибору методів вимірювання потужності при вирішенні задач вимірювальної техніки.

### Література

1. Кондратов В.Т., Богданова О.А. Методы измерения электрической мощности: основные понятия, определения, классификация – Киев, 2002. – 57 с.
2. Дворяшин Б.В., Кузнецов Л.И. Радиотехнические измерения. – М.: Советское радио, 1978. – 360 с.



3. Измерения в электронике: Справочник / В.А. Кузнецов, В.А. Долгов, В.М. Коневских и др.; Под ред. В.А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 512 с.: ил.

4. Спектр С.А. Электрические измерения физических величин: Методы измерений: Учеб. пособие для вузов. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 320 с.

5. Мирский Г.Я. Радиоэлектронные измерения. – М.: Радио и связь, 1986. – 440 с.

6. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения. – М.: Радио и связь, 1985. – 368 с.

7. Терешин Г.М., Пышкина Т.Г. Электрорадиоизмерения. – М.: Энергия, 1975. – 470.

Надійшла до редакції  
27.11.2009 р.

УДК 652.456

**Ю.М. МАЗУР, І.В. ТРОЦИШИН**

Хмельницький національний університет

## **ПРОБЛЕМИ ТА МОЖЛИВІ ШЛЯХИ ПОДОЛАННЯ ЗАГАСАННЯ СИГНАЛУ, ЗМЕНШЕННЯ ІНТЕНСИВНОСТІ СИГНАЛУ ДЛЯ ІЄРАРХІЇ SDN**

Стаття присвячена проблемам досягнення потрібних показників швидкості і довжини прольоту, а також представлени можливі шляхи подолання загасання сигналу та зменшення інтенсивності сигналу для ієрархії SDN.

The article is devoted to the problems of achievement of necessary indexes of speed and length of flight, and also presentation possible ways of overcoming of fading of signal and diminishing of intensity of signal for the hierarchy of SDN.

Ключові слова: загасання сигналу, інтенсивність сигналу.

**Вступ.** Експериментальні дослідження одноканальних оптичних систем передачі із швидкістю 160 Гбіт/с почалися на рубежі останніх століть. Охопити всі присвячені цьому публікації неможливо, проте розглянуті нижче джерела досить добре покривають період з 2000 по 2007 рік.

Однією з перших була робота 2000 років [17], де описувалися результати лабораторних модельних експериментів по передачі у форматі RZ потоку даних із швидкістю 160 Гбіт/с по стандартному ОВ G.652 на довжині хвилі 1550 нм. Досягнута дальність передачі склала 160 км. Приблизно цей же склад авторів через рік повідомив [18] про результати натурального експерименту по передачі потоку 160 Гбіт/с по такому ж волокну, але прокладеному в польових умовах, на тій же довжині хвилі. Досягнута довжина передачі склала 116 км., що на 27,5 % менше (це, мабуть, пояснюється погіршенням дисперсійних характеристик ОВ в реальних умовах). При цьому демодуляція проводилася шляхом демультимплексування потоку 160 Гбіт/с у форматі оптичного TDM (OTDM) в потоки 40 Гбіт/с у форматі електричного TDM (ETDM).

Велику довжину передачі (200 км.) вдалося досягти колективу експериментаторів в тому ж році [19], використовуючи аналогічну лабораторну модель, але з іншим типом волокна (NZDSF) [1]. Згодом (2003 р.), довжина передачі потоку 160 Гбіт/с сигналу по стандартному волокну G.652 була збільшена до 240 км [20], але вже завдяки методу управління дисперсією, заснованому на чергуванні ОВ з позитивною і негативною дисперсією.

Для швидкостей до 40 Гбіт/с проблеми загасання сигналу, зменшення інтенсивності сигналу, можна вважати, здолані, оскільки серійні мультимплексори рівня STM-256 вже експлуатуються на лініях зв'язку. Останні декілька років фахівці намагаються вирішити дані проблеми для наступної швидкості ієрархії SDN – 160 Мбіт/с (STM-1024) [1, 2].

**Об'єктом дослідження** є проблеми, які довелося долати для досягнення потрібних показників швидкості і довжини прольоту (або секції).

**Предметом дослідження** є загасання сигналу, викликане релесевським розсіюванням, і зменшення інтенсивності сигналу через хроматичну дисперсію (CD), а на високих швидкостях через поляризаційну модову дисперсію (PMD), нелінійні ефекти в оптичному волокні (ОВ) при великій потужності вхідного сигналу, потрібної для досягнення максимальної довжини прольоту/секції.

### **Результати дослідження.**

Релесевське розсіювання [1] – це неминуче зло для оптичних систем на всіх швидкостях. Воно долається використанням третього вікна прозорості (діапазон довжин хвиль 1525-1575 нм) і сучасних ОВ, де отримано загасання порядку 0,17-0,18 дБ/км, а також оптичних підсилювачів (ОУ), що компенсують втрати на довжині прольоту/секції.

Хроматична дисперсія компенсується або вибором ОВ типа DSF з нульовою дисперсією на оптичній несучій частоті (1550 нм), або (якщо вибрано або прокладено ОВ іншого типу) вживанням модуля компенсації дисперсії (DCM) потрібного типу, що дозволяє компенсувати накопичену на довжині прольоту/секції дисперсію [1], або інших засобів компенсації дисперсії (наприклад, оптичних або електронних), або, нарешті, вживанням схеми ОВ з управлінням дисперсією [3].

Поляризаційна модова дисперсія поки що важко піддається компенсації [4], але її вплив

і раніше можна було мінімізувати шляхом вибору відповідного ОВ і заміни формату двійкового кодування без повернення до нуля (NRZ) на формат з поверненням до нуля (RZ) [5]. Вже з'явилися і повідомлення про можливість автоматичної компенсації PMD [6].

Вплив нелінійних ефектів, викликаних потужним сигналом, що вводиться в ОВ, можна зменшити, використовуючи ОВ з великим перетином. Але виграти, що отримується при цьому невеликий (через обмеження, що припадають на діаметр сердцевини) і таке рішення зазвичай не використовують. Замість цього обмежують рівень сигналу, що подається в ОВ, і застосовують тандем ОУ EDFA-Raman (ОУ на ОВ, легованому ербієм, і ОУ на ефекті Рамана), витягуючи за їх рахунок потрібний рівень сигналу на прийомі. Цього ж можна досягти, знижуючи вимоги до допустимого рівня помилок (BER) на приймальній стороні (вхід демультиплектора) і добиваючись потрібної надійності прийому за рахунок попереджувального кодування, що коректує помилки (FEC), а також вибираючи оптимальний модуляційний формат для представлення двійкових даних [3].

Вибір оптимального модуляційного формату для високошвидкісних систем останнім часом став предметом особливої уваги. Так, для систем з однією несучою в одних роботах [7, 8] демонструють ефективність форматів CS-RZ (RZ з подавленою несучою). У інших [4, 9] говорять про ефективність формату DBM (дуобінарна модуляція) або його узагальнення PSBT (двійкова передача з фазуванням і фільтрацією сигналу), зокрема, версії BL-PSBT (PSBT із загальним обмеженням по ширині смуги), або ж чирпованого формату DBM (CDBT) [10]. У більшості останніх робіт [3, 4, 11-13] демонструються результати, що свідчать на користь поєднання форматів RZ-PSK: RZ-DPSK, RZ-QPSK, RZ-DQPSK, RZ-8DPSK (RZ з різними типами фазових маніпуляцій: диференціальною, квадратурною, диференціальною квадратурною і 8-фазною диференціальною). У цих роботах не лише показана ефективність даних методів в протистоянні різним типам дисперсії (CD і PMD), але і їх менша чутливість до рівня накопиченого посиленого спонтанного випромінювання (ASE) [1]. Наголошується, що в загальному випадку ці методи модуляції характеризуються вищим порогом, при якому нелінійності ОВ впливають на якість передачі.

Недавно (2003 р.) був запропонований підхід, що конкурує з оптимізацією модулюючого формату і заснований на вживанні оптичного перетворення Фур'є (OFT) в тимчасовій області [14]. OFT в комбінації з використанням обмежених процесом перетворення оптичних імпульсів (TL-імпульсів) дозволяє оперувати при передачі спектральним, а не тимчасовим, представленням оптичного імпульсу, яке практично не спотворюється при трансляції. Форма TL-імпульсов, як показано в [14], описується функцією гіперболічного секанса (sech), як і для солітонів [15]. Для їх існування необхідне середовище з негативною дисперсією групових швидкостей (GVD) [15]. Реалізація цієї ідеї дозволила групі дослідників [16] отримати феноменальні результати, описані нижче.

Система з форматом сигналу CS-RZ.

Істотний прогрес в збільшенні довжини передачі в 2003 році все ж був досягнутий лише завдяки прогресивним модуляційним форматам, зокрема – CS-RZ [8]. У цьому експерименті сигнал 160 Гбіт/с формувався постандартній процедурі OTDM з чотирьох 40-Гбіт/с компонентних сигналів (трибів). Для високошвидкісних систем з подавленою несучою було важливо контролювати оптичні фази кожного TDM-канала, для чого застосовувалися чотири модулятори електроабсорбції (ЕАМ). Вони працювали за схемою з біт-інтерлівінгом [1] і формували спочатку пару 80-Гбіт/с TDM-сигналів, а потім сигнал 160 Гбіт/с в двох варіантах: CS-RZ (з початковими оптичними фазами 0 і 180°) і синфазний (з фазою 90°) RZ (див. їх спектри на рис. 1).

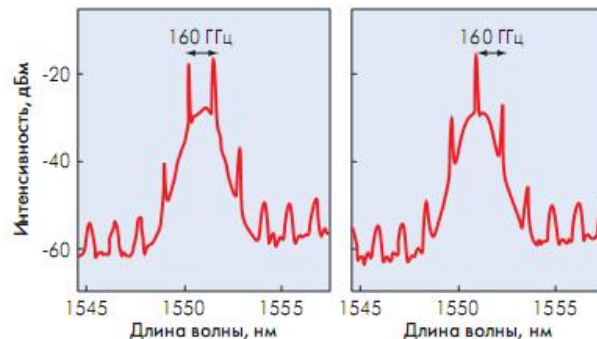


Рис. 1. Оптичний спектр вихідного 160 Гбіт/с сигналу: а) формат CS-RZ; б) формат синфазного RZ [8].

Схема експерименту (рис. 2) включала маршрутну петлю (для багатократного проходження сигналу), що складається з одномодового ОВ (ОМ ОВ) завдовжки 80 км. і волокна для компенсації дисперсії (DCF), що обрамував двома підсилювачами EDFA для компенсації загасання, що вносилося. Для збільшення довжини передачі сигнал 160 Гбіт/с подавався на вхід системи чирпованим (шляхом включення ОВ з негативною GVD, рівною -650 пс/нм, яка

компенсувалася перед приймачем відрізком стандартного ОМ ОВ), а також додатково посилювався на виході розподілений (за рахунок діодного масиву DRA – джерела рамановського накачування) підсилювачем Рамана. У приймачі сигнал демодулювався в два прийоми: 160 40 і 40 10 Гбіт/с. В результаті експерименту (рис. 3) максимальна довжина передачі склала 640 км. для формату CS-RZ і 560 км. для синфазного формату RZ.

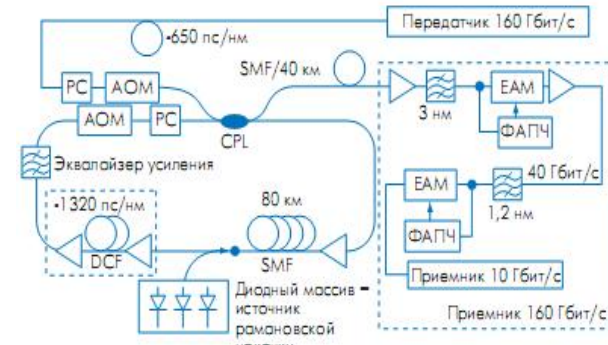


Рис. 2 Блок-схема експерименту по передачі 160 Гбіт/с сигнала в форматі CS-RZ [8].

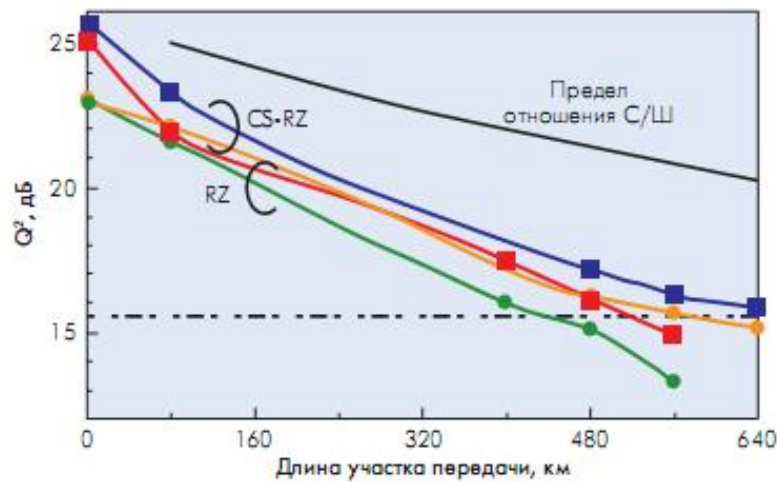


Рис. 3. Вимірний показник якості Q (добротність) для форматів CR-RZ для 10 Гбіт/с каналів [8].

Система з форматом сигналу RZ-DPSK.

У роботі [12] представлені результати експерименту по передачі на 650 км. (5 прольотів по 130 км.) сигналу із швидкістю 170,6 Гбіт/с у форматі RZ-DPSK (швидкість сигналу 160 Гбіт/с була формально збільшена на 7 % з врахуванням можливого подальшого вживання FEC з кодеком Ріда-Соломона для збільшення довжини передачі). В експерименті (рис. 4) передавач був представлений лазерним діодом, що набудувався з синхронізацією мод (TMLL), випромінюючим 2-пс імпульси з довжиною хвилі 1551,5 нм і частотою повторення 10,7 ГГц, які мультиплекуються за допомогою оптичного мультиплексора (Pulse OMUX) в агрегатний сигнал 42,6 ГГц (що розглядається далі як оптичний триб [1]). Чотири таких триба подаються на модулятори (джерело даних – псевдовипадкова двійкова послідовність ПСП (PRBS) завдовжки 27- 1 біт) і лінійні кодери, представлені маніпулятором DPSK, а потім – на двоступінчатий OTDM-мультиплексор Data OMUX, що формує агрегатний сигнал 170,6 Гбіт/с. На відміну від експерименту з форматом сигналу CS-RZ [8], в даному випадку модулятори не забезпечували фіксованих фазових співвідношень між OTDM-трибами.

Сигнал 170,6 Гбіт/с, що пройшов п'ять прольотів стандартного ОМ ОВ (рис. 4б), демультимплексувався до рівня 42,6-Гбіт/с сигналу DPSK стандартним EAM за допомогою блоку відновлення синхронізації (CR). Сигнали DPSK детектуються балансним PSK-приймачем, налагодженим по рівню оптичного відношення сигнал/шум (С/Ш) в точці R за допомогою аттенюатора АТТ (див. рис. 4а), і демодулюються інтерферометром Маха-Цендера.

Схема організації одного прольоту стандартного ОМ ОВ завдовжки 130 км. (див. рис. 4б) включає прекомпенсатор дисперсії (-180 пс/нм); контроллер поляризації, що дозволяє набудувати необхідний рівень PMD; в'язку підсилювачів EDFA-Raman на початку і кінці прольоту; модуль компенсації дисперсії DCM з підсилювачем EDFA (PDCM); посткомпенсатор дисперсії (сегмент ОВ з позитивною дисперсією), що дозволяє звести до нуля накопичену на довжині прольоту дисперсію.

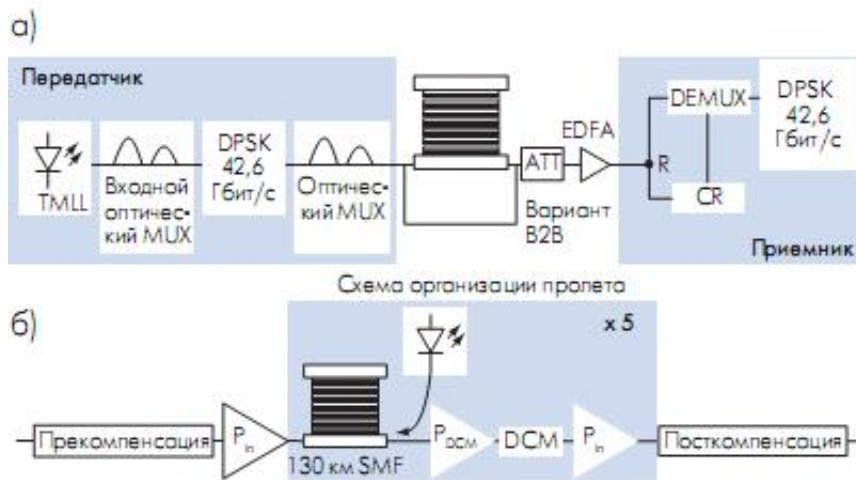


Рис. 4. Експеримент по передачі 160 Гбіт/с сигналу в форматі RZ-DPSK:  
а) блок-схема; б) схема організації прольоту ОМ ОВ довжиною 130 км [12]

На рис. 5 приведені дані вимірів залежності рівня BER від відношення оптичного С/Ш для двох випадків: безпосереднього з'єднання передавального і приймального модулів системи (Back-to-Back – B2B) і з врахуванням проходження сигналом 170,6 Гбіт/с п'яти ОВ-прольотів завдовжки по 130 км.

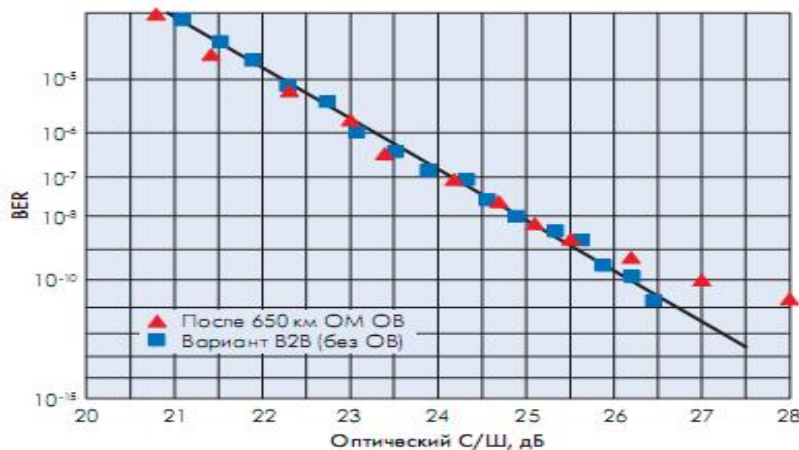


Рис. 5. Залежність BER від рівня оптичного відношення С/Ш [12].

Система з форматом сигналу RZ-DPSK і кодуванням FEC.

На попередній експеримент формально схожі і дослідження по передачі OTDM-сигнала у форматі RZ-DPSK [3]. Вони відрізняються тим, що в експерименті DPSK і FEC не емулювалися, а були реалізовані за допомогою модулів серійної апаратури. Лінія передачі ВОЛС (завдовжки 480 км.) була складена з трьох прольотів по 160 км., що використовують схему ОВ з управлінням дисперсією (DMF). Загасання порядку 36 дБ/прольот компенсувалося лише підсилювачами EDFA. Суть DMF у використанні переміжних сегментів ОВ одного типу, але з позитивним або негативним дисперсійним параметром  $D$  [15], співпадаючим в кожній крапці по модулю величини і модулю кута нахилу (останнє важливіше для систем WDM).

Схема експерименту (рис. 6) включала приймач лінійного коду DPSK і власне ланку передачі. У передавачі за допомогою лазера з синхронізацією мод TMLL з довжиною хвилі 1553 нм і блоку множення з фазовою стабілізацією створюється потік оптичних імпульсів з несучою частотою 43 ГГц і шириною імпульсів 1,8 пс. Цей потік модулюється джерелом сигналу за допомогою двотактного модулятора Маха-Цендера і кодується передавачем, який включає кодер лінійного коду DPSK і вдосконалений кодер попереджуючої корекції помилок (UFEC), який дає додатковий вигаш 2 дБ відносно С/Ш в порівнянні із стандартним кодером FEC типу Ріда-Соломона (255,239) при BER=10<sup>-6</sup>.

Оскільки як джерело сигналу зазвичай використовується двійкова ПСП, а характеристики передачі системи чутливі до її довжини [3], то для UFEC-кодера в цьому експерименті використовувалася максимально довга ПСП (231 – 1 біт). В зв'язку з цим відзначимо, що фактично характеристики передачі чутливі не до довжини ПСП, а до її періоду, який визначає кореляційні властивості ПСП і може бути, при невдалому виборі схеми її генерації, багато менше її довжини (про особливості вибору ПСП див. роботу [21]).



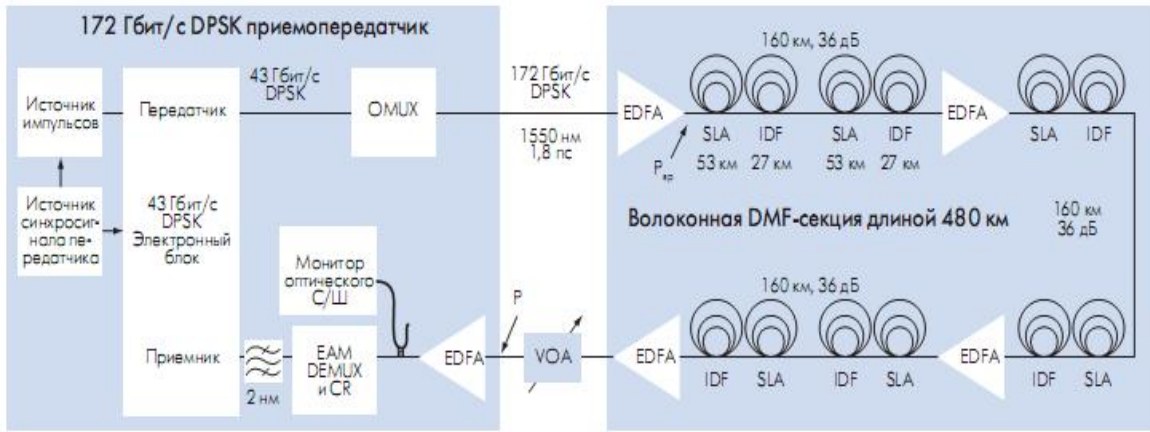


Рис. 6. Блок-схема експерименту по передачі 160 Гбіт/с сигналу в форматі RZ-DPSK з кодуванням FEC [21]

Потік даних передавався через три 160 км. прольоти по волокну типу Ultrawave компанії OFS Denmark з управлінням дисперсією. Кожен проліт складався з послідовно сполучених двох пар сегментів, що складаються з ОВ з великою площею поперечного перетину (SLA) довжиною 53 км. і позитивною дисперсією  $D = 20$  пс/нм/км і ОВ з негативною дисперсією (IDF)  $D = -40$  пс/нм/км довжиною 27 км. Довжина кожної пари складала 80 км., а двох пар – 160 км. Середні втрати на прольоті порядку 36 дБ компенсувалися підсилювачами EDFA. У експерименті потужність потоку  $P_{sp}$  на вході прольотів мінялася від 6 до 14 дБм (середня дисперсія GVD для прольоту була порядку 0,4 пс). Відзначимо, що в цьому експерименті на лінії передачі не використовувалися контролери поляризації і не були проведені заходи по ослабленню впливу PMD, або якісь додаткові пристрої компенсації хроматичної дисперсії.

У приймальному тракті сигнал посилювався за допомогою EDFA і подавався на демультиплексор, що складається з схеми відновлення синхронізації на основі EAM [22] і оптичного перемикача, також побудованого на базі EAM. Отриманий в результаті потік 43 Гбіт/с фільтрувався смуговим оптичним фільтром із смугою пропускання 2 нм, а потім детектувався в приймальній частині приймача. Вона включала інтерферометр з лінією затримки 23,3 пс, балансний детектор і UFEC-декодер. Параметри приймача автоматично налаштовувалися на оптимальний рівень BER, потрібний для UFEC. У режимі прямого з'єднання блоків (B2B) оптичне відношення С/Ш підстроювалося змінним оптичним атенуатором (VOA), включеним між передавачем і передпідсилювачем приймальної частини.

На рис. 7 приведені значення BER залежно від відношення С/Ш для варіанту виміру B2B до і після передачі на 480 (3 160) км. Для здобуття  $BER = 10^{-9}$  при швидкості 172 Гбіт/с, кодуванні UFEC і варіанті B2B потрібний С/Ш=24,8 дБ, тоді як при швидкості 43 Гбіт/с достатнє 18,3 дБ. Відповідно, для здобуття такого ж BER, але стосовно вихідного потоку даних 160 Гбіт/с, потрібне відношення С/Ш=18,3 дБ (а при 40 Гбіт/с – 13,3 дБ). Оптимальні показники системи були отримані при рівні сигналу на вході прольотів 11,5 дБм (що відповідає рівню BER 10 при кодуванні кодом типа UFEC). При потужності на вході прольоту вище 12 дБм сигнал починає деградувати із-за нелінійних спотворень в ОВ, що погіршує показники всієї системи в цілому. Типовими значеннями BER були (1,3...2,8)· $10^{-6}$  при відношенні С/Ш = 22 дБ. Ці результати вказують, що для швидкості 160 Гбіт/с, навіть застосовуючи наддовгі прольоти (160 км.), можна експлуатувати ВОЛС завдовжки не менше 1000 км [3, 23].



Рис. 7. Залежність BER від оптичного співвідношення С/Ш (варіант B2B) при використанні UFEC: відношення С/Ш підстроюється шляхом зміни згасання перед приймачем після проходження 480 км і відповідає потужності на вході прольоту [22]

Система з прямим і зворотним оптичним перетворенням Фур'є.

При розробці описаних вище за 160-Гбіт/с системи передачі всі дослідники зіткнулися з проблемою високої чутливості систем до дисперсії (CD, PMD) і її змін в часі. Дисперсія викликала істотні спотворення форми сигналу. Єдиним вирішенням проблеми було зведення всіх дисперсій до нуля. Тому цікавим було б будь-яке нове рішення, що дозволяє добитися тих же результатів, але без спеціальних заходів по компенсації впливу дисперсії (CD і PMD) на форму сигналу. Таке рішення пропонувала система з OFT, що описана в роботі [16] і ґрунтується на результатах роботи [14].

Ідея полягала в тому, аби перетворити на вході системи за допомогою OFT вихідний часовий сигнал, форма якого спотворюється дисперсією, в частотний сигнал, спектр якого не міняється під дією дисперсії, передати його на потрібну відстань, а на виході системи знову перетворити його, але за допомогою зворотного OFT, в часовий сигнал, форма якого відтворить початкову, тобто залишиться практично незмінною.

Результати експерименту показують [16], що цього можна досягти, якщо застосувати OFT не до вихідних тимчасових сигналів, а до згаданих вище TL-імпульсів, або чирп-імпульсів (імпульсам з накладеною лінійною частотною модуляцією – ЛЧМ [15]), пропущеним через дисперсійне середовище певної довжини (з негативною дисперсією групових швидкостей  $D=1/K$ , де  $K$  – швидкість зміни частоти). Виконання цих обмежень гарантує, що вихід OFT буде пропорційний спектру вихідного сигналу, а значить при зворотному OFT вихідний часовий сигнал буде точно відновлений.

У експерименті [16] (рис. 8) джерелом оптичних імпульсів служив волоконний лазер з синхронізацією мод MLFL, що використовував ФАПЧ. Він генерував гауси TL-імпульсів тривалістю 1,7 пс на довжині хвилі 1550 нм з тактовою частотою 40 ГГц. Потік імпульсів потім модулювався модулятором (LN) по методу амплітудної маніпуляції (On-Off Keying – OOK) сигналом ПСП завдовжки 215 – 1. Чотири потоки 40 Гбіт/с на виході оптично мультиплексувалися (MUX) в OTDM-сигнал 160 Гбіт/с, стан поляризації якого оптимізувався контроллером поляризації. Сигнал 160 Гбіт/с передавався через вісім прольотів завдовжки близько 75 км. кожен (загальна довжина ВОЛС – 600 км.) за схемою ОВ з управлінням дисперсією: чергувалися ОВ типа стандартний ОМ ОВ і ОВ з негативною дисперсією. Загасання в прольотах компенсувалися оптичними підсилювачами типу EDFA. На виході системи сигнал демультимплексувався (DEMUX) за допомогою EAM і подавався на схему OFT [14]. Сигнал синхронізації відновлювався аналогічно описаному вище [22].

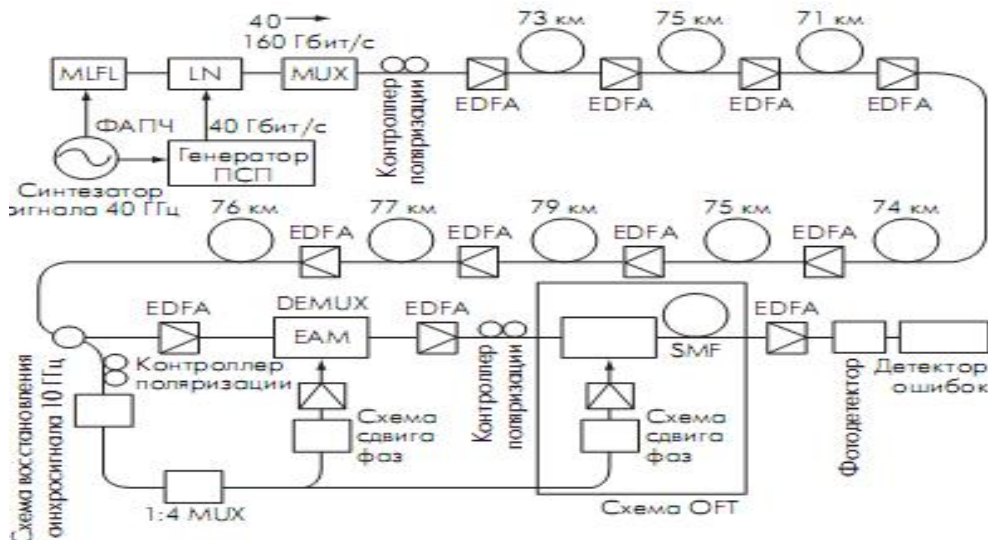


Рис. 8. Блок-схема експерименту по передачі 160 Гбіт/с сигнала з використанням OFT [16].

На рис. 9 показані форми сигналу, не підданого перетворенню OFT (а), і підданого такому перетворенню (б) (реєстратор – оптичний осцилограф). Видно, що в першому випадку сигнал розширився з 1,7 до 2,8 пс і придбав хвіст (внизу справа), а в другому випадку він розширився лише до 1,9 пс і не мав хвоста. Результати вимірів (рис. 10) показують, що вииграш по потужності на прийомі при  $BER = 10^{-9}$  в випадку використання OFT складає 2 дБ (при передачі на 600 км.).

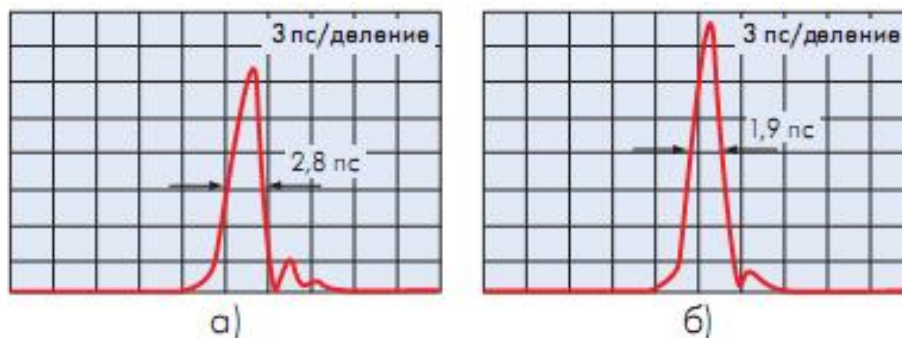


Рис. 9. Форма імпульсів без використання OFT (а) і з використанням OFT (б) [22].

### Висновок.

Таким чином, різні експерименти продемонстрували, що сьогодні для передачі одноканального сигналу на швидкості 160 Гбіт/с (stm-1024) на великі відстані можна використовувати різні формати модуляції. Проте для досягнення високих показників систем передачі слід застосовувати певні рішення:

- схеми з управлінням дисперсією ОВ на ділянці передачі або (принаймні) схеми компенсації дисперсії (CD, PMD);
- коди з корекцією помилок (типа FEC);
- схеми контролю стану поляризації;
- оптичні підсилювачі для компенсації загасань, що вносяться, та ін.

Відзначимо, що всі проведені експерименти свідчать про можливість безпомилкової передачі даних на відстань від 480 до 650 км., яке за певних умов може бути збільшене до 1000 км.

### Література

1. Слепов Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. 2-е испр. изд. – М.: Радио и связь, 2003. – 468с.
2. Слепов Н. Современные оптоволоконные технологии. Чем ударить по бездорожью. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2002, № 1, с.20-23.
3. R.Ludwig et al. 160 Gb/s RZ-DPSK OTDM-transmission over 480 km using 160 km repeater spans and advanced FEC. – OFC 2007. Paper OWE-4.
4. S.Herbst et al. Final report on physical layer network issues. – IST IP NOBEL – "Next generation Optical network for Broadband European Leadership". Phase 2. 2008. – D5.5\_final [2].pdf
5. H.Shunnerud et al. A comparison between NRZ and RZ data formats with respect to PMD-induced system degradation. – OFC 2001. Paper WT3-1.
6. S.Kieckbusch. Automatic Compensation of PMD and Chromatic Dispersion in a 160 Gb/s Transmission Experiment. – ECOC 2006. Paper Th3.5.1.
7. L.Moller. Generation of 160 Gb/s Carrier-Suppressed Return-to-Zero Signals. – ECOC 2003. Paper Mo363.
8. Hitoshi Murai et al. Single Channel 160 Gbit/s Carrier-Suppressed RZ Transmission over 640 km with EA Modulator based OTDM Module. – ECOC 2003. Paper Mo364.
9. G.Charlet et al. Cost-optimized 6.3 Tbit/s capacity terrestrial link over 17x100 km using Phase-Shaped Binary Transmission in a conventional all-EDFA SMF-based system. – OFC 2003. Paper PD25.
10. M.Wichers, W.Rosenkranz. Chirped duobinary transmission (CDBT) for mitigating the self-phase modulation limiting effect. – OFC 2001. Paper WDD43-1.
11. A.Gnauck et al. 1-Tb/s (6x170.6 Gb/s) transmission over 2000-km NZDF using OTDM and RZ-DPSK format. – IEEE Photon. Technol. Lett., 2003, vol.15, p.1618.
12. S.Weisser et al. 170 Gbit/s single-polarization transmission over 650 km SSMF with 130 km spans using RZ-DPSK. – Proc. OFC 2005. Paper OFF4.
13. M.Zacks et al. Demonstration of 1000 km 43 Gb/s RZ-DPSK transmission through a 50 GHz channel spaced WSS. – OFC 2007, Paper JWA92.
14. M.Nakazawa et al. Ideal distortion-free transmission using optical Fourier transformation and transform-limited ultra short pulses. – ECOC-2003. Paper PDP Th4.3.8.
15. Агравал Г. Нелинейная волоконная оптика: Пер. с англ. под ред. П.В. Мамышева. – М.: Мир, 1996. – 324 с.
16. T.Hirooka et al. 160 Gbit/s-600 km OTDM Transmission Using Time-domain Optical Fourier Transformation. – ECOC 2006. Paper Tu1.5.4.
17. R.Ludwig et al. Unrepeated 160 Gbit/s RZ single channel transmission over 160 km of standard fiber at 1.55 mkm with hybrid MZI optical Demux. – Proc. ECOC 2000. Paper 6.1.3.

18. U.Feiste et al. 160 Gbit/s transmission over 116 km field-installed fiber using 160 Gbit/s OTDM and 40 Gbit/s ETDM. – OFC 2001. Paper ThF3-1.
19. J.Yu et al. 160 Gb/s single-channel unrepeated transmission over 200 km of NZDSF. – Proc. ECOC 2001, PD.M.1.10.
20. J. Berger et al. 160 Gbit/s Transmission over Dispersion Managed Fibre Set. – ECOC 2003. Paper Mo366.
21. N.N.Slepov. A Portable Package for Assessment of the Uniformly Distributed Random Number Generators. "Advances in Modeling and Analysis", pt.A, vol.13, n.1, pp.43-53. – AMSE Press, Paris, 1992.
22. C.Boerner et al. 320 Gbit/s clock recovery with electro-optical PLL using a bidirectionally operated electroabsorption modulator as phase comparator. – Proc. OFC 2005, Paper OTuO3.
23. Передача OTDM-сигнала со скоростью 160 Гбит/с на расстояние 480 км с кодом коррекции ошибок / Людвиг Р. и др.. – Фотоника, 2008, № 5, с.22– 25.

Надійшла до редакції  
27.10.2009 р.

УДК 621.317

О.І. ПОЛКАРОВСЬКИХ, О.І. ШЕВЧУК

Хмельницький національний університет

## МЕТОДИ ФОРМУВАННЯ СИНУСОЇДАЛЬНИХ СИГНАЛІВ У ЦИФРОВИХ СИНТЕЗАТОРАХ СІТКИ ЧАСТОТ

У статті проаналізовані сучасні методи формування синусоїдальних сигналів у прямих цифрових синтезаторах частоти. Розглянуті їх недоліки і запропоновано нові підходи до формування синусоїдальних сигналів на основі фазочастотної теорії радіосигналів.

**In this article the analysis modern methods of synthesis harmonic signals in DDS are described. The imperfection of synthesis harmonic signals are described. New ways to the synthesis in DDS on the phase- frequency are considered.**

Ключові слова: синтез частот, синусоїдальні сигнали, DDS, ФАПЧ.

**Вступ.** Проблема перетворення дворівневого сигналу певної частоти (секвентності) у гармонійний сигнал з високою частотою спектру є актуальною науково-практичною задачею сьогодення. Існуючі прямі цифрові синтезатори частоти (Direct Digital Synthesizers-DDS) мають високу розрізняльну здатність, проте швидкодія та спектральна чистота сигналу, потрібного для сучасних задач, не забезпечується.

**Метою** цієї статті є аналіз існуючих методів формування синусоїдальних у DDS синтезаторах сигналів, їх порівняльна характеристика. Визначення шляхів пошуку технічних рішень для покращення існуючих методів.

Розглянемо метод перетворення відліків фази в амплітуду сигналу більш докладно. Формування синусоїдальних коливань можливо двома принципово різними методами: методом фільтрації сигналів необхідної частоти смуговими фільтрами та методами апроксимації сигналів за відліками тактової частоти.

Апроксимація коливань необхідної частоти в DDS може базуватися на двох різних принципах: рекурсивному і нерекурсивному [1]. Рекурсивний принцип передбачає використання попередніх відліків вихідного коливання в обчисленнях поточного відліку, нерекурсивний принцип при формуванні цифрових значень відліків не враховує попередні відліки. Рекурсивні DDS у порівнянні з нерекурсивними мають менш чистий спектр вихідного сигналу і більш вузький діапазон синтезованих частот. До числа їхніх недоліків відноситься і нелінійна залежність між синтезованою частотою і коефіцієнтами перетворення. Тому нерекурсивні DDS більш перспективні. Вважається, що реалізація нерекурсивних DDS можлива наступними методами: табличним, що використовує записану в ПЗП таблицю синусів; обчислювальним, за якого синус розраховується, завдяки представленню його рядом Тейлора; гібридним – використання таблиці синусів з обчисленнями. Методом обертання координат – (CORDIC – запропонований в 1959 році Д.Волдером) [1]. Та інші, що не знайшли широкого поширення в силу різних причин.

Табличний метод апроксимації синусоїдальних сигналів набув найбільшого поширення у промисловій практиці. Табличний метод доцільно розглядати лише як різновид більш загального логічного методу, оскільки відповідність між множинами кодових слів фази і синуса може встановлюватися не тільки ПЗП, але й іншими логічними структурами [3].

Розглянемо цей метод і покажемо, що він має принципові обмеження.

Структурна схема і тимчасові діаграми цифрових значень на виходах основних вузлів нерекурсивної DDS приведені на рис. 2. DDS (рис. 2, а) містить опорний генератор ОГ; формувач імпульсів тактової частоти ФТЧ; накопичувач; перетворювач фаза – синус ПФС, що складається з доповнювача коду фази ДКФ, одноквadrантного перетворювача ОКП і



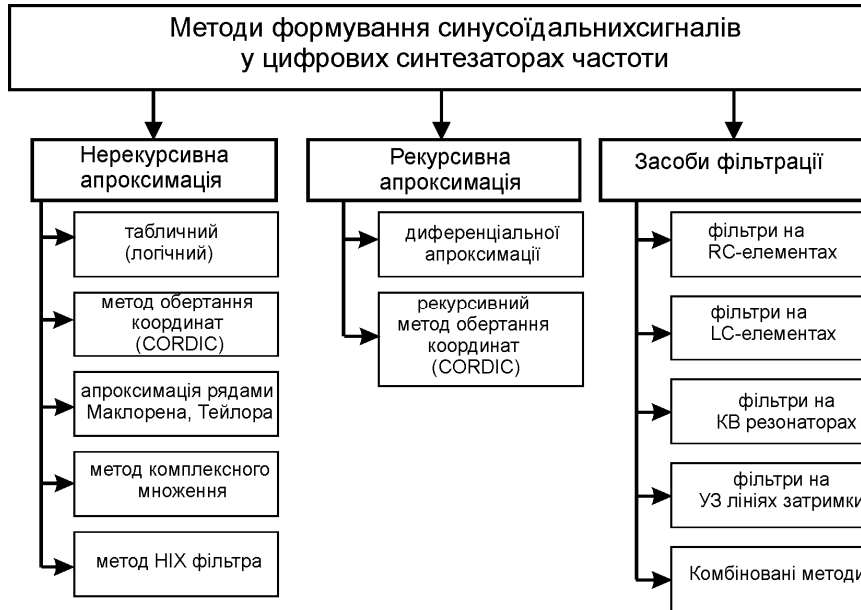


Рис. 1. Класифікація методів та засобів формування синусоїдальних сигналів у DDS синтезаторах частоти.

Самий старший з  $v$  розрядів називається знаковим, оскільки він дорівнює «0» при позитивних і «1» при негативних значеннях. Розряд, що слідує за знаковим, називають квадрантним, тому що він приймає значення, «0» у непарних і «1» у парних квадрантах. В інших 2 розрядах записані двійкові числа, що відповідають значенням фази за модулем  $P/2$ .

Відомо що

$$\sin(P/2 + a) = \sin(P/2 - a), \quad \sin(p + a) = -\sin a, \quad (1)$$

$$\sin(3P/2 + a) = -\sin(P/2 - a)$$

коли  $0 \leq a \leq P/2$

З (1) випливає, що для одержання необхідного абсолютного значення синуса необхідно в непарних квадрантах брати значення фази за модулем  $P/2$ , а в парних – визначити доповнення до  $P/2$ .

Розглянемо DDS з 32-бітним акумулятором фази. Отже для 32 біт фази відповідні амплітуди потрібно розмістити у  $2^{32}$  комірках таблиці переходу що дорівнює 4294967296 значень. І якщо кожне значення запам'ятовувати з точністю у 8-біт, тоді нам знадобиться 4 Гбайт запам'ятовуючого пристрою. Що є неприйнятним для сучасного розвитку елементної бази. Відсікання молодших розрядів фази дає можливість зменшити об'єм запам'ятовуючого пристрою, проте приводить до непоправних похибок апроксимації. Що проявляється у різкому збагаченні вихідного спектру синтезованого сигналу. В основному наукові пошуки зараз направлені на боротьбу із цим явищем [4]. Проте цей напрям роботи не є ефективним, внаслідок часткової втрати інформації у процесі відсікання бітів, що кодують фазу. Другою великою проблемою є використання ЦАП, що обмежує використання табличного методу максимальною тактовою частотою роботи цього пристрою. На сьогодні мікросхеми ЦАП досягають частот 300-400 МГц, тоді як цифрові схеми досягають значень десятків ГГц. Але ці частоти є недосяжними внаслідок обмеження частотного діапазону мікросхем ЦАП.

Існують гібридні методи, що поєднують логічні операції (в окремому випадку звертання

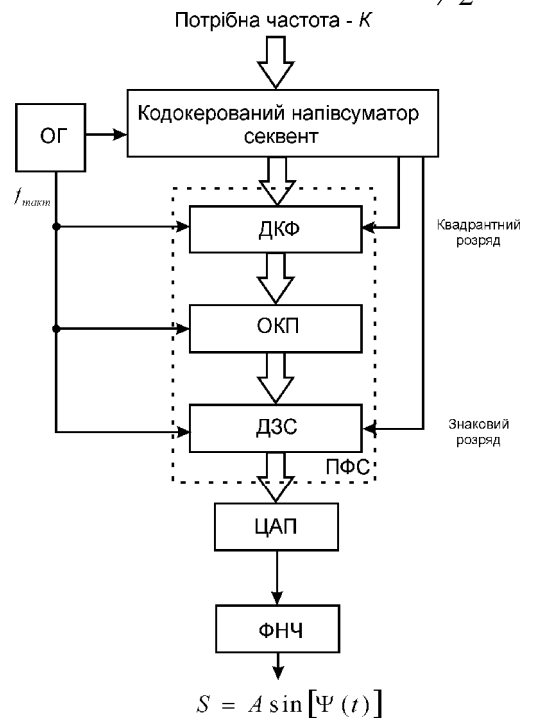


Рис. 2. Структурна схема та часові діаграми роботи DDS синтезатора з апроксимацією синусоїди табличним методом з кодуєваним напівсуматором секвент у якості акумулятора фази

$$S = A \sin[\Psi(t)]$$

до записаного в ПЗП таблиці синусів) з обчисленнями. Завдяки можливості організувати цю комбіновану процедуру великим числом варіантів, гібридний метод є найгнучкішим.

Проте похибка апроксимації для DDS синтезатора на основі методів апроксимації із зростанням коду частоти  $K$  зростає і у діапазоні частот вищих  $F_T/2$  спотворення синтезованого сигналу стають надмірними. У цьому діапазоні роботи синтезатора необхідні інші методи перетворення фаза-синус.

У роботі [6] було запропоновано систему формування гармонійного сигналу із дворівневого на основі цифрової системи ФАПЧ.

Ідея нової структури синтезатора частоти, що названий фазоцифровим синтезатором, пояснюється за допомогою рис. 4. Акумулятор фази, що тактується опорною частотою  $F_T$ , містить, наприклад,  $n=32$  розрядів. Фазорозщеплювач генерує на своїх виходах імпульсні послідовності частоти  $F_r = \frac{M \cdot F_T}{2^N}$ , у середньому, де  $N$  – розрядність акумулятора фази. Кожна з імпульсних зрушена в часі відносно одна одної на величину  $T/K$ , де  $T = \frac{2^N}{F_r}$ , а  $K$  – розрядність фазорозщеплювача. Фактично, названі послідовності є результатом розподілу опорної частоти  $F_T$  у дробове число разів  $\frac{2^N}{M}$ . Іншими словами, тут сформовано  $K$  сигналів різної секвентності, наприклад  $K=32$ , і сигнали на цих виходах зсунуті в часі на зазначену вище величину.

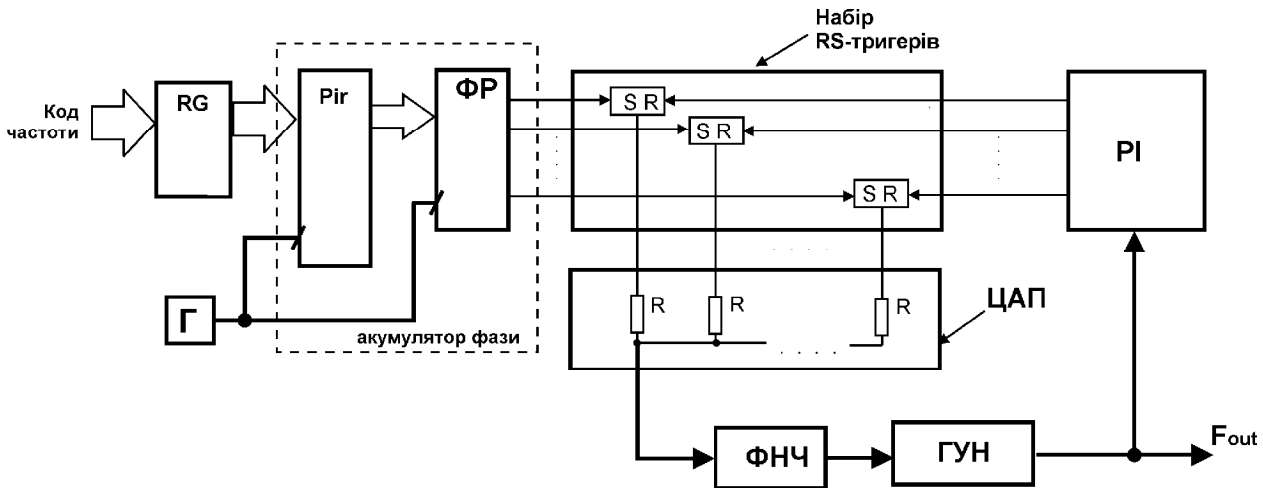


Рис. 4. Метод формування гармонійного сигналу із застосуванням цифрового ФАПЧ. (Г- Генератор опорної частоти, ФП – фазорозщеплювач, ГУН – генератор керований напругою, PI – розподільник імпульсів)

Таким чином, фазорозщеплювач формує  $K$  опорних імпульсних послідовностей для петлі фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ). Петля містить генератор, керований напругою (ГУН), дільник частоти:  $N$  (якщо необхідно), розподільник імпульсів, засобу для фазового порівняння, цифроаналоговий перетворювач (ЦАП) і фільтр нижніх частот (ФНЧ). Вихід керованого генератора є виходом синтезатора частоти.

Щоб зробити фазове порівняння сигналу з описаними вище опорними імпульсними послідовностями, необхідно сформувані аналогічні послідовності в розподільнику імпульсів. В одному з можливих варіантів це виконується точно так само, як це описано вище, а саме розподільник імпульсів містить такий самий акумулятор фази, що являє собою такий самий блок з ємністю  $M$  і фазорозщеплювач, обоє тактуються сигнальними імпульсами частоти. Засіб фазового порівняння являє собою набір RS-тригерів, кількість яких дорівнює  $K$ .

Шпаруватість імпульсів на виходах RS тригерів залежить від різниці фаз імпульсів на виходах фазорозщеплювача і розподільника імпульсів. Проходячи через ЦАП і ФНЧ, імпульси перетворюються в постійну напругу, що керує частотою генератора ГУН. Таким чином, кожен RS-тригер, разом з відповідним сегментом DAC, діє як парціальний фазовий детектор, вносячи свою частку в повну шкалу керуючої напруги. Відповідно до відомого принципу дії системи ФАПЧ, тут забезпечується рівність  $F_T = F_r$  [6].

І хоча поставлена задача розв'язана – синусоїдальний сигнал необхідної частоти отримується, але для цієї системи (як для всіх систем частотного синтезу з використанням ФАПЧ) залишається нерозв'язаною проблема швидкості переходу із частоти на частоту, що є головною перевагою цифрових синтезаторів частоти безпосереднього синтезу, і основною причиною їх застосування.

В роботі [7] було показано, що у разі використання ЧІП (часо-імпульсних

перетворювачів) у реверсивному режимі роботи можливий синтез секвент до  $F_T$ . На сьогодні не існує методів апроксимації сигналів на частотах вищих за  $F_T/2$

Отже необхідно шукати нові способи перетворення фаза-синус, що були б здатні працювати на частотах до  $F_T$ . Згідно рисунку 1 таким способом може бути фільтрація сигналів необхідної частоти.

Одним з таких способів є індивідуальна цифро-керована фільтрація кожної з частот, що синтезуються. На рисунку 5 представлено функціональну схему DDS синтезатора, де формування вихідного гармонійного сигналу відбувається до половини тактової частоти відбувається традиційними методами табличних перетворень фаза-синус, а у діапазоні частот  $[F_T/2, F_T]$  вибір необхідної синтезованої частоти відбувається цифро-керованим фільтром з архітектурою, що дає можливість переналаштуватися на кожну з синтезованих частот (секвент).

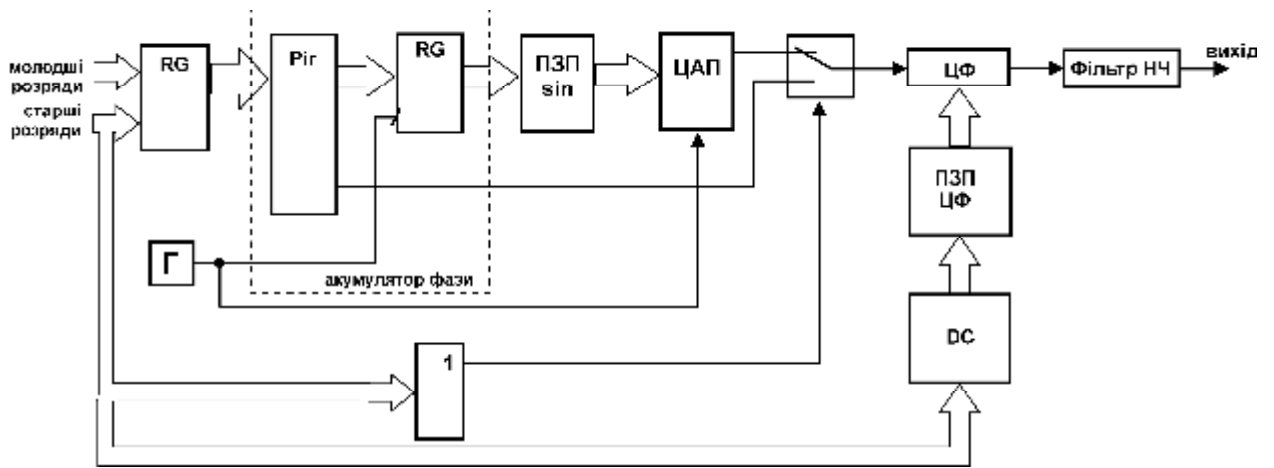


Рис. 5. Структурна схема формування синусоїдальних сигналів до  $F_T$  з цифро-керованим фільтром

(RG-реєстри, PiГ-акумулятор фази на базі ЧПІ перетворювача у реверсивному режимі роботи, ПЗП- sin – таблиця відліків функції синус, DC- дешифратор коду старших розрядів, ПЗП ЦФ – постійний запам'ятовуючий пристрій кодів керування ЦФ, ЦФ – цифро-керований фільтр)

Нашим завданням є пошук методів зменшення рівнів неосновних спектральних складових у спектрі вихідного сигналу. Як відомо з класичної теорії сигналів для трикутних періодичних сигналів амплітуди гармонік спадають пропорційно другій степені номера гармонік [8] Це прояв загального правила: швидкість спадання спектру залежить від міри гладкості сигналу. Трикутний сигнал є неперервною функцією і амплітуди гармонік його ряду Фур'є мають множник  $1/k^2$ , тоді як прямокутні періодичні сигнали мають множник  $1/k$ .

Екстраполюючи цю залежність, отримаємо наступне правило: якщо  $N$  – номер останньої неперервної похідної сигналу, то спектр такого сигналу буде спадати із швидкістю  $1/k^{N-2}$ .

Граничним випадком є гармонійний сигнал.

Для ефективної роботи на високих частотах, за відсутності достатньої інформації для коректної апроксимації синусоїдальних сигналів за відліками, можливо застосовувати у DDS синтезаторах схем із застосуванням лінійних перетворень сигналів. Лінійні операції такі як зсув, додавання та множення на постійний коефіцієнт не призводять до спотворення частоти сигналів. Пристрій для достатньо ефективного подавлення побічних спектральних складових наведений на рис. 6. на вхід якого поступає синтезована частота (секвента) із акумулятора фази. Пристрій складається із елементів затримки на час  $N \cdot \tau$ . Де  $t \ll T_{ax}$ , а  $N \cdot t < \frac{T_{ax}}{2}$ . Керуваних

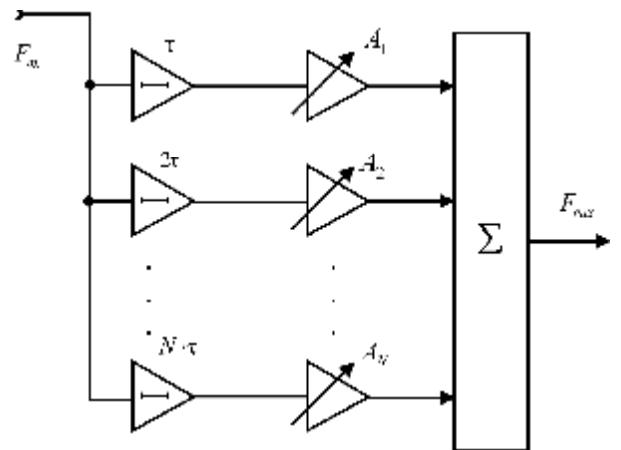


Рис. 6. Структурна схема цифро-керованого фільтра DDS синтезатора високої частоти

підсилювачів, та лінійного суматора всіх сигналів зсунутих у часі.

Для перевірки працездатності системи проведемо моделювання у середовищі MatLab 6.0.

Результати моделювання наведені на рис. 7, де представлені форми вихідних сигналів синтезатора на базі ЧПІ у реверсивному режимі, форма вихідного сигналу після процесів зсуву та додавання. На рис. 8 та 9 наведені спектрограма сигналу до фільтрації та після фільтрації. Очевидно, що такий метод „згладжування” прямокутного сигналу дає відчутне подавлення найближчої гармонійної складової з 0,6 до 0,35 відносно несучої з рівнем 1. Ще більше подавлення відбувається у разі використання коефіцієнтів множення до кожного із затриманих у часі сигналів.

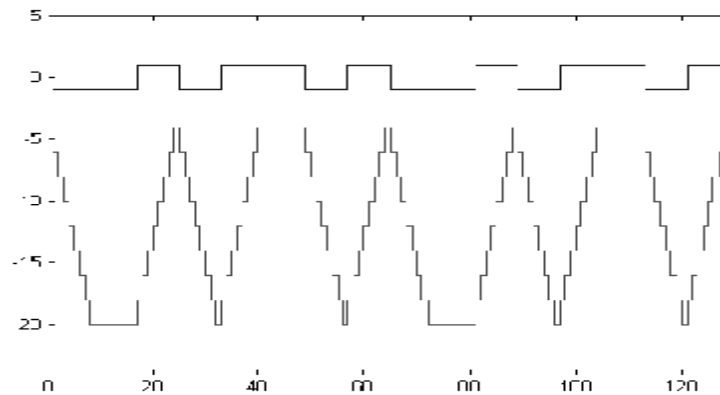


Рис. 7. Форма вихідного сигналу синтезатора на базі ЧПІ у реверсивному режимі (Вверху).  
Форма вихідного сигналу після процесів зсуву та додавання. Моделювання у середовищі MatLab 6.0

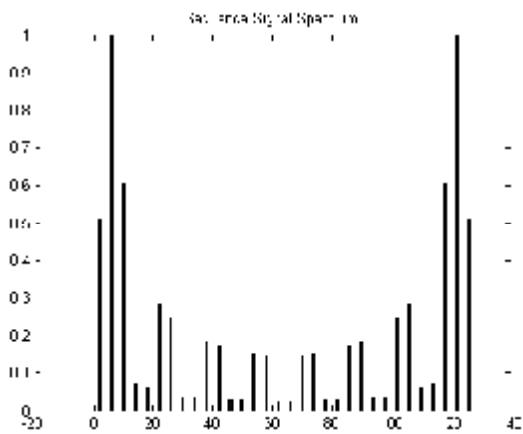


Рис. 8. Спектрограма сигналу до фільтрації.  
Моделювання у середовищі MatLab 6.0

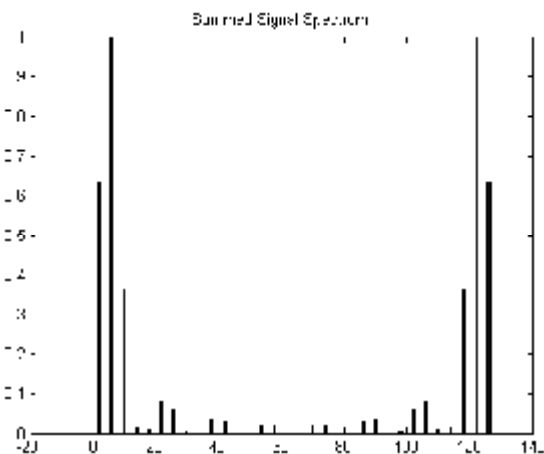


Рис. 9. Спектрограма сигналу після фільтрації.  
Моделювання у середовищі MatLab 6.0

### Висновки:

Проблема синтезу квазігармонійних сигналів для DDS синтезаторів є актуальною науково-практичною задачею, що ефективно не вирішена до теперішнього часу. В статті вказані основні проблеми існуючих методів та показані деякі шляхи їх подолання.

Запропоновано метод прямого цифрового синтезу частоти без застосування систем ЦАП, що є основним елементом обмежувачем DDS систем. Це дозволяє DDS синтезаторам вийти на новий частотний діапазон застосування.

Подальшими дослідженнями, методами комп'ютерного моделювання, мають бути встановлені коефіцієнти цифро-керованої фільтрації для найефективнішого синтезу частоти за критерієм мінімізації коефіцієнту нелінійних спотворень.

### Література

1. Kalle Palomäki. A Digital Sinusoidal Signal Synthesizer Based on Feedback-: Tampere University of Technology, 1999.
2. Манасевич В, Синтезаторы частот. Теория и проектирование: Пер. с англ./Под ред. А.С. Галина. – М.: Связь, 1979.
3. Побережский Е.С. Цифровые радиоприемные устройства. – М.: Радио и связь, 1987.
4. David Brandon. DDS design. – <http://www.edn.com>: EDN, 2004
5. Гоноровский И.С. Радиотехнические системы и сигналы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. – М.: Сов.радио, 1977. – 496с
6. В.И.Козлов, Українська заявка № 2003021176 на винахід, "Цифровий синтезатор частоти з петлею ФАПЧ" від 10.02.2003

7. Троцишин І.В. Вимірювання та перетворення фазочастотних параметрів радіосигналів. – Хмельницький: П Ковальський В.В., 2002.  
 8. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. Учебник для вузов. – М.: Питер, 2002.  
 9. Шапиро Д.Н., Паин А.Л. Основы теории синтеза частот. – М. Радио и связь, 1981.

Надійшла до редакції  
19.10.2009 р.

УДК 621.395.6

**А.В. КУЧЕР, О.І. ПОЛІКАРОВСЬКИХ, С.В. БЕХ**

Хмельницький національний університет

## ОПТИМІЗАЦІЯ РОБОТИ СИСТЕМИ CDMA

Збільшення кількості обслуговуваних абонентів і якості переданої інформації шляхом покращення співвідношення сигнал-шум в системі CDMA

**Increase of amount of the served subscribers and quality of the passed information by the improvement of correlation signal-noise in the system CDMA**

Ключові слова: CDMA, обслуговування абонентів.

### Вступ

На сьогоднішній день системи FDMA й TDMA практично вичерпали свої можливості й не можуть забезпечувати істотно велику пропускну здатність. Технологія кодового розподілу каналів CDMA, завдяки високій спектральній ефективності, є радикальним рішенням проблеми подальшої еволюції стільникових систем зв'язку.

При CDMA-технології кожен канал системи повністю використовує весь виділений частотно-часовий ресурс; радіоканали систем CDMA перекриваються як за часом, так і по частоті. Розподіл сигналів окремих каналів здійснюють за рахунок того, що кожен канал має свою адресу кодовою послідовністю. CDMA-технології застосовуються в системах мобільного зв'язку, і основною задачею роботи буде мінімізація співвідношення сигнал-шум для оптимізації роботи систем.

### Основна частина

Вибір кодових послідовностей для системи CDMA залежить від типу каналу: **пряма** (від BS до MS) або **зворотна** (від MS до BS). У прямому каналі зв'язку підтримують тактову й кадрову синхронізацію адресних послідовностей робочих каналів однієї BS (не плутати з кодовою синхронізацією BS і MS). Синхронізацію забезпечують при формуванні групового сигналу в передавальному тракті BS. Переборовши відстань від BS до MS, сигнали надходять на вхід приймача MS **без взаємних тимчасових зсувів**, оскільки в межах одного променя всі вони проходять однакову відстань. Отже, на вході приймача MS зберігається режим тактової й кадрової синхронізації адресних послідовностей робочих каналів, а значить можна використати синхронну обробку групового сигналу. Тому для мінімізації міжканальних перешкод у прямому каналі зв'язку в якості адресних послідовностей можливе застосування ансамблів ортогональних сигналів. Тоді корелятор на прийомній стороні відреагує тільки на ту адресу послідовності, еталон якої зберігається в приймачі; відгук корелятора на сигнали сусідніх каналів в ідеалі повинен бути нульовим. Прикладом ансамблів ортогональних сигналів може служити ансамбль функцій Уолша [1].

У зворотному каналі зв'язку ситуація принципово інша: в адресних послідовностях робочих каналів MS тимчасові зсуви довільні, тобто має місце асинхронний режим роботи MS. Тому у зворотному каналі потрібний ансамбль сигналів з гарними кореляційними властивостями. Розглянемо дане питання більш детально. Для цього будемо вважати, що в системі з M абонентами використовують адресні послідовності довжиною N. Введемо позначення:  $\alpha_i^k$  – i-й символ k-й адресної послідовності,  $i=0, 1, \dots, N-1$ ,  $do= 1, 2, \dots, M$ . Тоді взаємна кореляційна функція (ВКФ) k-ї та i-ї послідовностей:

$$R_{ki}(m) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i^k (\alpha_{i-m}^i)^*, k \neq i \quad (1)$$

де  $(\cdot)^*$  – знак комплексного сполучення; m – довільне часове зміщення однієї послідовності щодо іншої.

Сформулюємо вимоги до ВКФ у такий спосіб:

$$R_k = \max_{\substack{m \\ m}} |R_{ki}(m)| = m \epsilon_n \quad (2)$$

тобто максимальний рівень викидів ВКФ повинен бути якнайменшим.

Разом з тим й у прямому, і у зворотному каналах ансамблі сигналів повинні мати гарні автокореляційні властивості:

$$R_{\text{аmax}} = \max_{m=\text{mod } N} |R_{kk}(m)| = \min_k \quad (3)$$

тобто максимальний рівень бічних пелюстків АКФ повинен бути якнайменше. Ця вимога викликана тим, що в умовах багатопроменевого поширення бічні пелюстки сильного сигналу можуть маскувати основний пелюсток слабого сигналу. Крім того, при малому рівні бічних пелюстків значно швидше проходять процеси кодової синхронізації й зростає завадостійкість системи в цілому.

Поєднуючи вимоги до ВКФ й АКФ, для зворотного каналу вводимо загальний мінімаксний критерій:

$$R_{\text{max}} = \max\{R_{\text{вmax}}, R_{\text{amax}}\} = \min \quad (4)$$

В ідеалі  $R_{\text{max}} = 0$ , але ця умова принципово недосяжна.

Застосовуючи границю упакування Велча до ансамблю з  $M$  послідовностей довжиною  $N$  кожна, можна оцінити нижню межу величини кореляційного викиду:

$$R_{\text{max}}^2 \geq \frac{M-1}{MN-1} \quad (5)$$

Прикладом ансамблю бінарних послідовностей, що підходить для зворотного каналу, може служити ансамбль послідовностей Гольда [2]. Фактично для ансамблю Гольда величина кореляційного викиду обмежена низу як

$$R_{\text{max}} \geq \sqrt{2/N} \quad (6)$$

але границя упакування Велча стосовно до ансамблю Гольда дає інший результат:

$$R_{\text{max}} \geq \sqrt{1/N}$$

Таким чином, видно, що ансамблі Гольда не досягають потенційної границі упакування й тому не є оптимальними серед довільних ансамблів.

У системах CDMA широке застосування знаходять бінарні коди на основі  $M$ -послідовностей [2]. Це обумовлено гарними властивостями періодичних автокорреляційних функцій (ПАКФ) таких кодів, для яких:

$$R_{\text{па}}(m) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } m \equiv \text{mod } N \\ -1/N, & \text{якщо } m \not\equiv \text{mod } N \end{cases} \quad (7)$$

де  $N$  – довжина  $M$ -послідовності;  $m$  – довільне взаємне часове зміщення двох копій послідовності.

Таким чином, рівень бічних пелюстків ПАКФ  $M$ -послідовностей постійний і дорівнює по модулю  $|R_{\text{паmax}}| = 1/N$ .

Бінарні коди на основі  $M$ -послідовностей є мінімаксними, тому що досягають мінімальної границі для величини максимального бічного пелюстка ПАКФ.

Очевидно, що при досить більших довжинах  $M$ -послідовностей можна домогтися як завгодно малої величини рівня бічних пелюстків ПАКФ при великій величині основного пелюстка. Це властивість  $M$ -послідовностей дозволяє виділяти окремі промені із загальної інтерференційної картини, а також з високим ступенем точності підтримувати кодову синхронізацію в системі зв'язку при багатопроменевому поширенні радіохвиль і пересуванні мобільних абонентів зі значною швидкістю.

Правильний вибір адресних послідовностей наділяє систему CDMA рядом унікальних властивостей.

Абоненти системи підтримують зв'язок, повністю використовуючи весь частотно-часовий ресурс. Кожному робочому каналу виділяють свої адресні послідовності, причому сигнали сусідніх каналів у силу кореляційних властивостей адресних послідовностей сприймаються при прийомі як білий шум, рівень якого можна знижувати, збільшуючи базу сигналів. При правильному виборі адресних послідовностей пропускна здатність мережі максимальна.

Перевищення припустимого числа активних абонентів не порушує зв'язок, а лише трохи погіршує її якість. Це властивість систем CDMA називають еластичністю.

Системи CDMA здатні працювати в одному діапазоні з іншими радіотехнічними засобами, у т.ч. і із системами зв'язку. При цьому можливо дотримання умов повної електромагнітної сумісності за рахунок малої спектральної щільності енергії складних сигналів.

Системи CDMA забезпечують високий ступінь безпеки й конфіденційності переданих повідомлень за рахунок використання ПВП великої довжини.

У системах CDMA значного збільшення пропускної здатності досягають за рахунок використання фактора мовної активності абонентів (voice activity factor). Залежно від параметрів мови абонента при кодуванні з мовного сигналу видаляють надмірність, і кодовану мовну інформацію передають із різною швидкістю. Потужність переданих сигналів при цьому змінюють таким чином, щоб енергія послідовності одного символу залишалася незмінною. Так, при

більше "активній" мові швидкість і потужність передачі вище, ніж при менш "активній", енергія ж інформаційних посилок в обох випадках однакова. Під час мовних пауз, що займають у середньому 35...40 % тривалості розмови, швидкість передачі інформації з каналу трафіка різко скорочують (відповідно знижують і потужність передавача). У підсумку пропускна здатність мережі може бути збільшена приблизно в 2 рази [3]; рівень взаємних перешкод при цьому не перевищує припустимого порога, а якість зв'язку (коефіцієнт помилок) відповідає заданому.

У системах CDMA в естафетній передачі MS можуть брати участь кілька BS. У результаті такого просторового рознесення якість зв'язку при переході MS з одного стільника в інший практично не погіршується – системи CDMA забезпечують "м'яку" естафетну передачу (soft handover). Режим м'якої естафетної передачі можливий й у системах стільникового зв'язку інших типів, але в стільникових мережах на основі CDMA він не викликає переважань BS внаслідок властивості еластичності.

Системи CDMA знаходять широке застосування у внутрішніх системах зв'язку (indoor system) внаслідок того, що широкополосні сигнали випробовують менші втрати на трасі поширення й дозволяють ефективно боротися з перекручуваннями в каналі зв'язку.

Для оптимізації роботи CDMA, покращення роботи системи, збільшення кількості обслуговуваних абонентів, підвищення якості зв'язку потрібно покращити значення співвідношення сигнал-шум. Вираз для відношення с/ш на символ у зворотному каналі зв'язку:

$$q^2 = \frac{2P_{RXmin}^{BS} B}{k_B T_0 (\Pi - 1) + \frac{(M_S - 1) P_{RXmin}^{BS}}{\Delta F} + \frac{\delta M_S P_{RXmin}^{BS}}{\Delta F}} \quad (8)$$

де  $(M_S - 1) P_{RXmin}^{BS}$  - потужність взаємних перешкод, що виходять від активних абонентів даного сектора даного стільника (з врахуванням того, що в одному з каналів передають корисний сигнал);  $\delta M_S P_{RXmin}^{BS}$  - потужність взаємних перешкод, що виходять від активних абонентів сусідніх стільників;  $\delta$  - коефіцієнт;  $M_S$  - число активних абонентів даного сектора даного стільника;  $\Delta F$  - ширина спектра сигналу;  $P_{RXmin}^{BS}$  - необхідний мінімальний рівень потужності сигналів на вході ЛТП BS ( $P_{RXmin}^{BS} > P_0^{BS}$ ,  $P_0^{BS}$  - чутливість ЛТП BS).

Даний вираз показує залежність відношення сигнал-шум на виході пристрою ущільнення (корелятор або погоджений фільтр) приймача BS від числа активних абонентів сектора стільника. Видно, що з ростом числа абонентів відношення с/ш падає.

### Висновок

Отже, у подальшому дослідженні ми будемо аналізувати залежність співвідношення сигнал-шум від рівня потужності сигналів на вході ЛТП BS, потужності взаємних перешкод, що виходять від активних абонентів певного стільника, потужності взаємних перешкод, що виходять від активних абонентів сусідніх стільників, числа активних абонентів певного сектора стільника, розрядності кодових комбінацій.

### Література

1. Помехозащищённость радиосистем со сложными сигналами/ Под ред. Г.И. Тузова. М.: Радио и Связь, 1985
2. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации/ Под ред. В.Б. Пестрякова. М.: Мир, 1964
3. Gilhousen K.S., Jakobs I. M. On the capacity of a cellular CDMA system // IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 40, May 1991

Надійшла до редакції  
3.10.2009 р.

УДК 004.925

О.Н. РОМАНЮК, М.Д. ОБІДНИК, Д.П. ПРИСЯЖНИЙ

Вінницький національний технічний університет

МЕТОД ІДЕНТИФІКАЦІЇ ВІДБЛИСКУ НА ДІЛЯНЦІ ПОВЕРХНІ,  
ОБМЕЖЕНОЇ ТРИКУТНИКОМ

З метою ідентифікації відблисків на поверхні об'єктів запропоновано метод визначення типу взаємного розташування вектору  $\hat{N}$  і векторів нормалей  $\hat{N}_A, \hat{N}_B, \hat{N}_C$  до відповідних вершин трикутника

The method for determining the type of mutual disposition of vector  $\hat{N}$  and vectors of surface normals  $\hat{N}_A, \hat{N}_B, \hat{N}_C$  to respective vertices of triangle with a view to identify specular color component was proposed.

Ключові слова: ідентифікація відблисків, поверхня об'єкту.

**Вступ**

У сучасних умовах комп'ютерна графіка стрімко розвивається, оскільки забезпечує високий рівень інформативності, відтворює найвагоміші аспекти процесу або явища. Найбільшу реалістичність забезпечує тривимірна графіка, основана на роботі з просторовими моделями об'єктів, що обумовлює її широке використання в багатьох галузях, пов'язаних з комп'ютерним моделюванням та проектуванням. Формування просторових зображень є складним, багатоетапним обчислювальним процесом з використанням складних моделей і методів. При формуванні тривимірних зображень важливо не тільки достовірно відтворити форму об'єкта і його конструктивні особливості, але й правильно передати градації кольорів, що є визначальним при створенні ілюзії об'ємності тривимірного об'єкта на двовимірному екрані.

**Актуальність**

Зафарбовування трикутних поверхонь [1, 2] – основний і найбільш трудомісткий етап побудови тривимірного зображення. Під час формування реалістичних зображень здебільшого використовують моделі зафарбовування [1, 3, 4], що враховують фонову, дифузну та спекулярну складові кольору, що може бути надлишковим і позначається на часі формування тривимірних зображень. Це пояснюється тим, що відблиски на поверхні об'єкта складають у середньому близько 10 % від його загальної площі [5], а тому використання складних з обчислювальної точки зору моделей для всього об'єкта недоцільно, оскільки за зонами відблиску використання простих і складних моделей освітлення дає ідентичний результат. Якщо на ділянці поверхні відблиск відсутній, то достатньо використання моделей для відтворення дифузної та фонові складових кольору. При ідентифікації відблиску або його частини в межах трикутника необхідно використовувати моделі освітлення, які враховують спекулярну складову кольору. У зв'язку з цим, для вибору методу зафарбовування, важливо визначити наявність відблиску у межах трикутника, що і обумовлює актуальність даного дослідження.

Метою даного дослідження є підвищення продуктивності ідентифікації відблиску на ділянці поверхні, обмеженої трикутником.

**Аналіз останніх досліджень**

Зафарбовування тривимірних зображень передбачає обчислення фонові, дифузної і спекулярної складових кольору згідно функції тонування [1, 2].

$$I = k_a I_a + k_d I_l (N \cdot L) + k_s I_l (N \cdot H)^n \quad (1)$$

де  $I_a$  – інтенсивність фонові складові світла,  $I_l$  – інтенсивність джерела світла,  $k_a, k_d, k_s$  – коефіцієнти відповідно фонові, дифузної та спекулярної відбиття,  $\hat{L}, \hat{V}$  – нормовані вектори у напрямку, відповідно, до джерела світла та спостерігача (рисунок 1),  $\hat{N}$  – вектор нормалі до поверхні,  $\hat{H} = (\hat{L} + \hat{V}) / |\hat{L} + \hat{V}|$  [2, 6].

Підготовчими для цього є процедури визначення відповідних нормалізованих векторів (рисунок 1), а на їх основі – значень дистрибутивної функції відбивної здатності поверхні (ДФВЗ) [2, 4], що визначає, яку частку випромінювання, що надійшло в задану точку поверхні від джерела світла, буде відбито в напрямку спостерігача. В системах комп'ютерної графіки найчастіше використовують ДФВЗ типу  $\cos^n g$ , де  $n \in [1; 1000]$  – коефіцієнт спекулярності поверхні. Для найпоширеніших у засобах комп'ютерної графіки моделей Фонга та Бліна  $\cos g$  рівні, відповідно,  $\hat{V} \cdot \hat{R}$ ,  $\hat{N} \cdot \hat{H}$ .



Функція тонування в простих моделях, на відміну від складних, не включає розрахунок для кожної точки поверхні спекулярної складової кольору.

До простих моделей відносять, наприклад, моделі Гуро та Ламберта [2, 3], а також плоского зафарбовування. Прикладом складної моделі може бути модель Фонга [2, 3]. Формули для розрахунку інтенсивності кольору згідно з моделями Ламберта та Фонга ідентичні з тією лиш різницею, що доданок  $I = k_s I_l (N \cdot H)^n$  у формулі (1), який відповідає за формування відблисків на поверхні, для Ламбертової моделі відсутній, тому її обчислювальна складність значно менша.

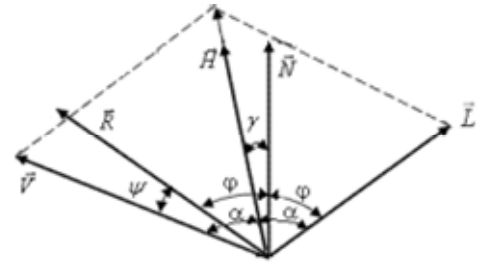


Рис. 1. Вектори нормалей

При ідентифікації відблисків можливі різні спрощення, що позначаються на точності аналізу. При цьому слід урахувувати, що пропуск відблиску або його частини недопустимий, у той час, як його помилкова ідентифікація некритична, хоча й позначиться на часі формування об'єкта.

Розміщення відблиску залежить від взаємного розташування векторів нормалей вершин трикутника  $\vec{N}$  і вектора  $\vec{H}$ , де  $\vec{H}$  – нормаль площини трикутника. При зафарбовуванні ділянки поверхні, обмеженої трикутником, можна виділити три типові випадки розташування векторів, які зображено на рисунку 2 [5]. Перші два з них характерні тим, що  $\vec{H}$  вектор розміщено поза сферичним трикутником, утвореним векторами нормалей  $\vec{N}_A, \vec{N}_B, \vec{N}_C$  до його вершин  $A, B, C$ , суміщених в одну початкову точку.

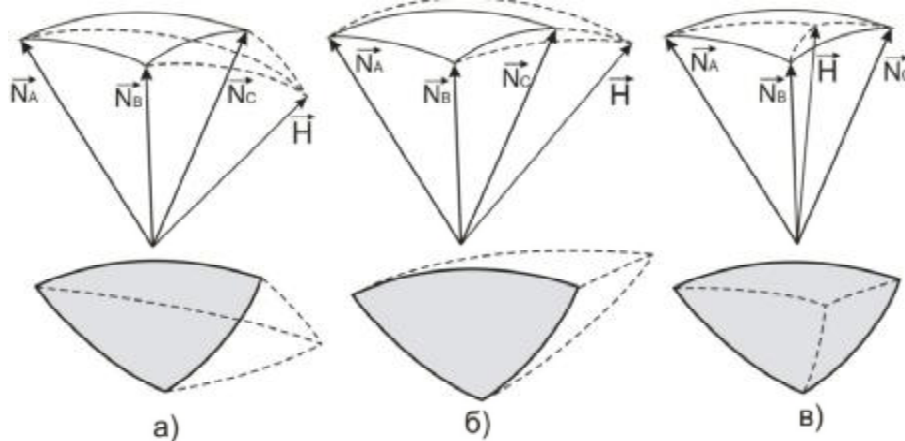


Рис. 2. Типові випадки розташування векторів нормалей

Для визначення типу взаємного розташування векторів нормалей існує декілька методів. Доведено, що частина відблиску знаходиться в межах трикутника якщо, виконується одна із умов [6]:

- а)  $\cos u > 0, \cos J < 0, \vec{N}_1 \cdot \vec{H} \geq q$ ;
- б)  $\cos u < 0, \cos J > 0, \vec{N}_2 \cdot \vec{H} \geq q$ ;
- в)  $\cos u > 0, \cos J > 0, ((\vec{N}_1 \times \vec{N}_2) \times \vec{H}) / (\vec{N}_1 \times \vec{N}_2) \geq q$ ,

де  $\vec{N}_1, \vec{N}_2$  – вектори нормалей до вершин ребра,  $q$  – порогове значення величини косинуса кута між векторами  $\vec{N}$  та  $\vec{H}$ ,

$$\cos u = \frac{(\vec{N}_1 - \vec{N}_2) \cdot (\vec{H} - \vec{N}_2)}{\|\vec{N}_1 - \vec{N}_2\| \|\vec{H} - \vec{N}_2\|}, \cos J = \frac{(\vec{N}_2 - \vec{N}_1) \cdot (\vec{H} - \vec{N}_1)}{\|\vec{N}_2 - \vec{N}_1\| \|\vec{H} - \vec{N}_1\|}.$$

Недолік методу полягає в тому, що не ідентифікується відблиск, за умови, що він повністю розташований в межах трикутника. Крім того, метод характеризується значними обчислювальними затратами на виконання векторних операцій.

Розроблено метод [4] ідентифікації відблиску, оснований на визначенні значення параметрів змінних  $t_1, t_2, t_3$ , при яких досягається максимальна інтенсивність кольору на ребрах трикутника.

Доведено, що максимальна інтенсивність спекулярної складової кольору на ребрах  $AB, BC, AC$  трикутника  $ABC$  (рисунок 3), досягається при:

$$t_1 = \frac{\cos c \cdot \cos y - \cos a}{(\cos y - 1)(\cos a + \cos c)},$$

$$t_2 = \frac{\cos c \cdot \cos q - \cos D}{(\cos q - 1)(\cos D + \cos c)},$$

$$t_3 = \frac{\cos a \cdot \cos e - \cos D}{(\cos e - 1)(\cos D + \cos a)}.$$

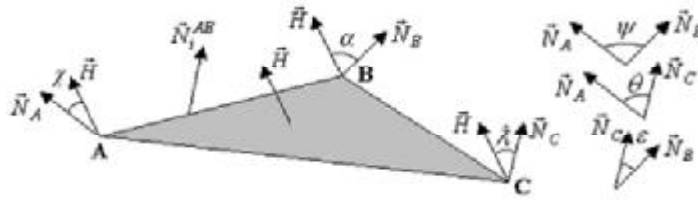


Рис. 3. Вектори нормалей трикутника ABC

Залежно від значення спекулярної складової кольору вибирають метод і модель освітлення.

Недоліком методу є те, що він не ідентифікує випадок повного розміщення відблиску всередині трикутника.

**Постановка задачі**

Розробити метод визначення типу взаємного розташування вектору  $\hat{H}$  і векторів нормалей  $\hat{N}_A, \hat{N}_B, \hat{N}_C$  до відповідних вершин трикутника з метою ідентифікації спекулярної складової кольору.

**Розв'язання задачі**

Кривизну трикутника задають вектори нормалей до вершин трикутника  $\hat{N}_A, \hat{N}_B, \hat{N}_C$ , а взаємне положення джерела світла і спостерігача – вектор  $\hat{H}$ . При обрахунках ці вектори нормалізують. При суміщенні векторів в початок координат, кінцеві точки векторів знаходяться на сфері одиничного радіуса з центром у початку координат. Кінці векторів нормалей вершин трикутника  $\hat{N}_A, \hat{N}_B, \hat{N}_C$  задають на поверхні утвореної сфери сферичний трикутник. Зрозуміло, що кінцеві точки проміжних векторів нормалей розміщуються всередині утвореного сферичного трикутника.

Для розрахунку спекулярної складової інтенсивності кольору за моделлю Фонга використовується формула  $I = I_1 k_s \cos^n g$ . З формули видно, що спекулярна інтенсивність кольору набуває максимального значення, коли вектори  $\hat{N}$  та  $\hat{H}$  колінеарні.

Відблиск може приймати такі положення відносно трикутника:

- поза трикутником без перетину ребер трикутника;
- поза трикутником з перетином ребер трикутника;
- всередині трикутника без перетину ребер трикутника;
- всередині трикутника з перетином ребер трикутника.

Нормалізовані вектори  $\hat{N}_A, \hat{N}_B, \hat{N}_C$  і  $\hat{H}$  задаються координатами декартового простору. Якщо вектор  $\hat{H}$  розміщений між векторами  $\hat{N}_A, \hat{N}_B, \hat{N}_C$ , то проекція кінця цього вектора завжди буде належати проекції самого сферичного трикутника на будь-яку з декартових площин.

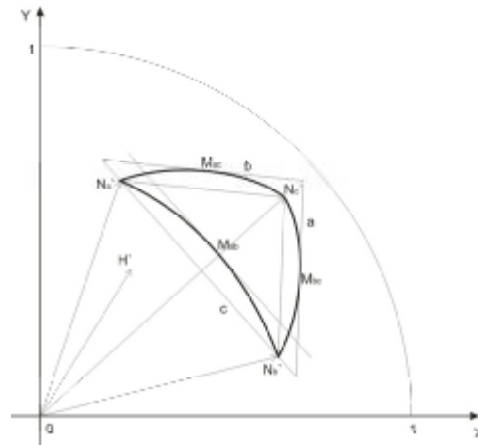


Рис. 4. Проекція сферичного трикутника на декартову площину XOY

Проекцією сферичного трикутника на декартову площину XOY буде фігура, обмежена дугами (рисунок 4). Перетином цих дуг являються проекції кінців векторів нормалей  $N_A, N_B, N_C$  вершин трикутника. Проекція сферичного трикутника обмежується дугами, що значно ускладнює ідентифікацію розміщення вектора  $\hat{H}$ . Для спрощення обчислень будемо проводити аналіз для трикутника  $abc$  (рисунок 4), оскільки недопустимим є пропуск відблиску на трикутнику, проте, помилкова ідентифікація не критична. Трикутник  $abc$  задається прямими  $a, b$  та  $c$ , паралельними відповідно до  $N_B N_C, N_A N_C, N_A N_B$ .

Рівняння прямої  $N_B N_C$  можна отримати, обравши відповідні коефіцієнти  $k$  та  $b$  за координатами  $(x_b, y_b), (x_c, y_c)$ . При підставленні цих координат у відповідні рівняння прямих, отримуємо систему

$$\begin{cases} y_b = k \cdot x_b + b; \\ y_c = k \cdot x_c + b; \end{cases}$$

Розв'язком цієї системи буде

$$k = \frac{y_b - y_c}{x_b - x_c}; b = \frac{x_b y_c - x_c y_b}{x_b - x_c};$$

або

$$b = y_b - k \cdot x_b. \quad (2)$$

Аналогічно розв'язується рівняння прямих  $N_a \cdot N_c$ ,  $N_a \cdot N_b$ .

Щоб знайти рівняння прямої, паралельної до заданої, достатньо однієї точки. Коефіцієнт  $b$  можна визначити за формулою (2), де  $y_b$  і  $x_b$  – координати будь-якої точки прямої, рівняння якої розраховується. Зрозуміло, що коефіцієнт  $k$  у паралельних прямих однаковий.

Вектор  $\vec{N}_{1/2}$ , що розміщено по середині між векторами  $\vec{N}_a$  і  $\vec{N}_b$  та утворює кут між ними кут  $\gamma/2$ , можна обчислити за формулою [7]:

$$\vec{N}_{(1/2)} = \frac{\vec{N}_a + \vec{N}_b}{2 \cos \frac{\gamma}{2}}$$

Проекцією кінцевої точки вектора  $\vec{N}_{1/2}$  є точка  $M_{ab}$ . Точки  $M_{ac}$ ,  $M_{bc}$  визначаються аналогічно. По отриманим рівнянням прямих  $N_b \cdot N_c$ ,  $N_a \cdot N_c$ ,  $N_a \cdot N_b$  і координатам  $M_{ac}$ ,  $M_{ab}$ ,  $M_{bc}$ , можна визначити належність точки  $H$  трикутнику  $abc$ . Для цього потрібно перевірити 3 умови – розміщення попарно точок  $H$  і  $N_a$ ,  $H$  і  $N_b$ ,  $H$  і  $N_c$  в одних півплощинах, розділених відповідно прямими  $a$ ,  $b$  і  $c$ . Якщо ці умови виконуються, то  $H$  знаходиться всередині трикутника  $abc$ . Якщо, хоча б одна з умов не виконується, то  $H$  знаходиться поза  $abc$ . Це, в свою чергу, свідчить про наявність центра відблиску чи його відсутність його на трикутнику.

Узагальнений алгоритм ідентифікації належності  $H$  трикутнику  $abc$ , відносно однієї зі сторін  $a$ ,  $b$  чи  $c$ , зображено на рисунку 5 у вигляді граф-схеми.

Алгоритм, граф-схема якого зображено на рисунку 5, дозволяє визначити тип взаємного розташування векторів нормалей вершин трикутника  $\vec{N}_A$ ,  $\vec{N}_B$ ,  $\vec{N}_C$  і вектора  $\vec{H}$ . Згідно з алгоритмом проводиться аналіз розміщення проекцій кінцевих точок векторів  $\vec{N}_A$ ,  $\vec{N}_B$ ,  $\vec{N}_C$  і  $\vec{H}$ . Після аналізу всіх ребер, при  $m = 0$ ,  $m = 1$  чи  $m = 2$ , можна стверджувати, що має місце розміщення, яке відповідає випадку, що зображено на рисунку 2, відповідно в), а) чи б).

### Висновки

Відомі методи [1, 5, 6] ідентифікації відблиску не виявляють випадку повного його розміщення на поверхні, обмеженій трикутником.

У статті розроблено метод визначення типу розміщення відблиску відносно ділянки поверхні, який порівняно з відомими визначає всі три типи розміщення векторів нормалей (рисунк 2). Це забезпечує коректне формування кольорів при зафарбовуванні тривимірних об'єктів.

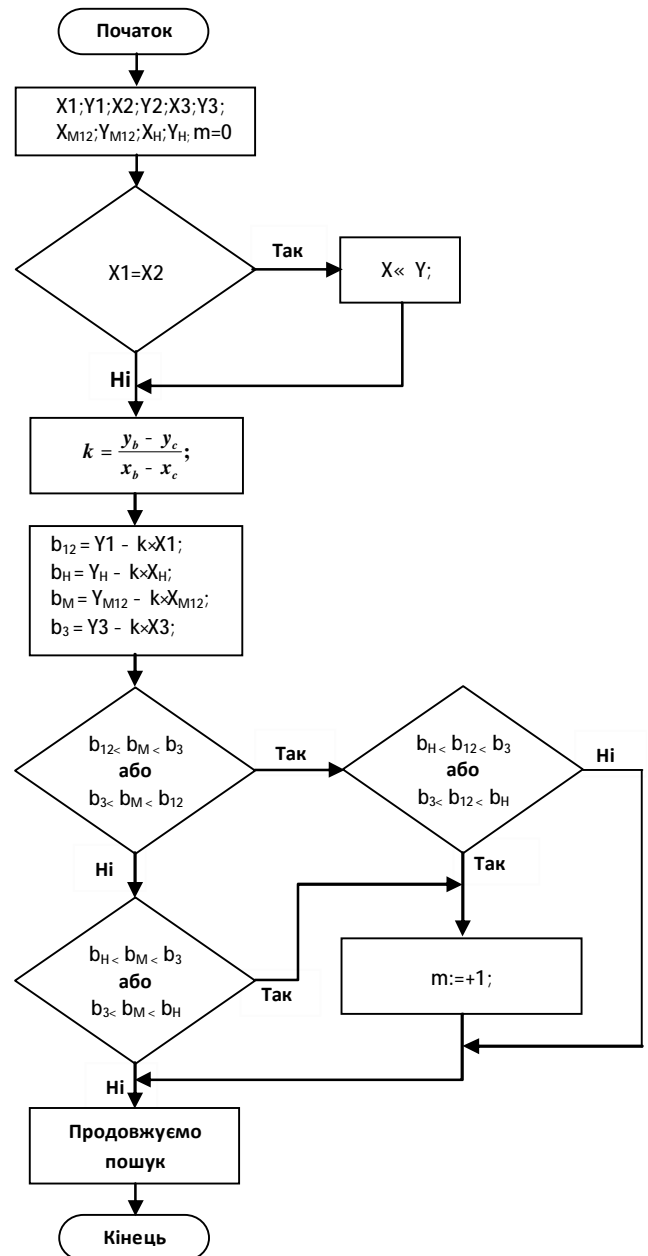


Рис. 5. Граф-схема алгоритму ідентифікації  $H$  відносно одного з ребер трикутника  $abc$

## Література

1. Романюк О. Н. Високопродуктивні методи та засоби зафарбовування тривимірних графічних об'єктів. Монографія. / О. Н. Романюк, А. В. Чорний. – Вінниця: УНІВЕСУМ-Вінниця, 2006. – 190 с.
2. Херн Д., Бейкер М. Компьютерная графика и стандарт OpenGL / Д. Херн, М. Бейкер. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2005. – 1168 с.
3. Романюк О. Н. Адаптивне використання різних методів зафарбовування при формуванні тривимірних графічних фігур / О. Н. Романюк // Нові технології. – 2005. – № 3 (9). – С. 78– 86.
4. Романюк О. Н. Класифікація дистрибутивних функцій відбивної здатності поверхні / О. Н. Романюк // Наукові праці Донецького національного технічного університету. – Серія «Інформатика, кібернетика і обчислювальна техніка». – 2008. – Випуск 9 (132). – С. 145– 151.
5. Романюк О. Н. Метод прискореного зафарбовування тривимірних поверхонь з урахуванням їх локальної кривизни / О. Н. Романюк // Вісник Східноукраїнського національного університету. – 2008. – № 12 (130). – С. 166– 172.
6. Романюк О. Н. Адаптивний метод зафарбовування поверхонь / О. Н. Романюк, А. В. Чорний, А. В. Пугачова // Сборник научных трудов Национального горного университета. – 2004. – № 19, том 2. – С. 208– 218.
7. Романюк О. Н. Адаптивна нормалізація векторів нормалей при визначенні дифузної та спекулярної складових кольору / О. Н. Романюк, О. М. Мельников // Реєстрація, зберігання і обробка даних. – 2006. – Т. 8. – № 3. – С. 11– 19.

УДК 681.32

Ю.В. ДЕМЕНТЬЄВ, С.Ю. ДЕМЕНТЬЄВ

Вінницький національний технічний університет

### МІКРОПРОЦЕСОРНИЙ ПРИСТРІЙ КОНТРОЛЮ КІЛЬКОСТІ ТА ВИТРАТИ КИСНЮ

Стаття присвячена розробці мікропроцесорного пристрою контролю кількості та витрати газоподібного кисню з використанням ультразвукового первинного вимірювального перетворювача кількості з імпульсним вихідним сигналом. Запропоновано математичну модель обчислення коефіцієнту стисливості кисню. Сформульовано основні функції мікропроцесорного обчислювача для вузлів його комерційного обліку.

**The device is designed for oxygen consumption control using an ultrasound transducer that measuring initial number of pulse signal. A mathematical model for oxygen compressibility coefficient was proposed. Formulated the basic functions of microprocessor-based calculator for commercial oxygen registration.**

Ключові слова: визначення кількості кисню, мікропроцесорний пристрій, коефіцієнт стисливості кисню, вузол обліку.

#### Вступ

На промислових підприємствах, лікувальних закладах використовується кисень, облік якого потрібно виконувати при стандартних умовах. Абсолютний тиск газоподібного кисню  $P$  при його обліку, як правило, не виходить за межі від 0.15 до 7 МПа, а абсолютна температура  $T$  за межі від 243 до 383 °К.

Взаєморозрахунки між постачальником та замовником кисню проводяться після приведення газу до стандартних умов, якими є тиск  $P_c = 101.0325$  кПа та температура  $T_c = 293.15$ . В якості первинного вимірювального перетворювача (ПВП) витрати чи об'єму кисню необхідно використовувати перетворювачі в яких відсутній прямий контакт кисню з мастилами, наприклад, ПВП з використанням звужуючих пристроїв чи ультразвукові ПВП, наприклад "Курс-1". Останні дозволяють контролювати витрату кисню в динамічному діапазоні від 1 до 250, наприклад, лічильник "Курс-1" G16 з номінальним діаметром прохідного отвору 40 мм має значення максимальної витрати 25 м<sup>3</sup>/год. при мінімальній витраті 0.1 м<sup>3</sup>/год. та має основну відносну похибку один відсоток. Вихідним сигналом первинного перетворювача є імпульси, кількість яких пропорційна об'єму спожитого кисню при робочих умовах, а період між імпульсами пропорційний витраті кисню.

#### Основна частина

Для обчислення значення витрати та кількості газу з використанням ультразвукового ПВП об'єму газу та мікропроцесорного обчислювача, останній отримує інформацію про об'єм енергоносія у вигляді послідовності з  $N$  імпульсів, тоді об'єм енергоносія  $q_p$  при робочих умовах в будь-який момент часу визначається обчислювачем по співвідношенню

$$q_p = \sum_1^k \frac{N_i}{c}, \quad (1)$$

де  $c$  – кількість імпульсів ПВП на одиницю об'єму енергоносія.

Для приведення об'єму енергоносія до стандартних умов  $q_c$  мікропроцесорний обчислювач виконує корекцію об'єму при надходженні кожного імпульсу від ПВП з врахуванням поточних значень абсолютного тиску  $P_i$ , абсолютної температури  $T_i$  та коефіцієнта стисливості  $k_i$  по наступному співвідношенню [1]

$$q_c = \sum_1^k \left( \frac{N_i}{c} \cdot \frac{P_i T_{cm}}{P_{cm} T_i k_i} \right). \quad (2)$$

Витрату кисню  $q_{mi}$  мікропроцесорний обчислювач визначає по співвідношенню

$$q_{mi} = \frac{3600}{c t_i}, \quad (3)$$

де  $t_i$  – період між  $i-1$  та  $i$  імпульсом.

В ПВП об'єму кисню з імпульсним вихідним сигналом нормується максимальна витрата  $q_{max}$ , мінімальна витрата  $q_{min}$  та стартова витрата  $q_{start}$  в робочих умовах. Тоді весь можливий діапазон миттєвих витрат  $q_{mi}$  ПВП можна розбити на такі діапазони:  $q_{mi} > q_{max}$ ,  $q_{min} \leq q_{mi} \leq q_{max}$ ,  $q_{start} \leq q_{mi} < q_{min}$ ,  $q_{mi} < q_{start}$ . Для прискорення та спрощення ідентифікації одного з можливих діапазонів витрати для кожного імпульсу, який надходить з ПВП до мікропроцесорного обчислювача зручно перейти до відповідних діапазонів по періоду  $t_i$  між двома сусідніми імпульсами ПВП:  $t_i < t_{max}$ ,  $t_{max} \leq t_i \leq t_{min}$ ,  $t_{min} < t_i \leq t_{start}$ ,  $t_i > t_{start}$ .

Таким чином, перший діапазон визначає роботу ПВП при умові, що витрата перевищує максимальну витрату для даного типу ПВП, а період  $t_{max}$  має значення

$$t_{max} = \frac{3600}{c q_{max}}. \quad (4)$$

В цьому діапазоні кількість енергоносія визначається обчислювачем по співвідношенню (2).

Другий діапазон визначає роботу ПВП при умові, що витрата нижче або рівна максимальній та рівна чи вища мінімальній. В цьому діапазоні кількість енергоносія також визначається обчислювачем по співвідношенню (2).

Третій діапазон визначає роботу ПВП при умові, що витрата нижче мінімальній та є вищою чи рівною стартовій витраті, а період  $t_{min}$  і  $t_{start}$  обчислюється по співвідношенню

$$t_{min} = \frac{3600}{c q_{min}}, \quad t_{start} = \frac{3600}{c q_{start}}. \quad (5)$$

В цьому діапазоні, як правило, згідно нормативних вимог до вузлів обліку необхідно витрату кисню визначати обчислювачем по рівню витрати  $q_{min}$ . Тоді кількість кисню буде визначатися обчислювачем по співвідношенню

$$q_c = \sum_1^k \left( \frac{N_i}{c} \cdot \frac{P_i T_c}{P_c T_i k_i} + \left( \frac{q_{min}}{q_{pi}} - 1 \right) \frac{N_i}{c} \cdot \frac{P_i T_c}{P_c T_i k_i} \right), \quad (6)$$

де друга складова (6) є доданим мікропроцесорним обчислювачем об'ємом кисню при стандартних умовах, а  $q_{pi}$  – витрата енергоносія при робочих умовах в  $i$  циклі обчислення об'єму.

Четвертий діапазон визначає роботу ПВП при умові, що витрата є меншою стартової витрати.

Ідентифікація четвертого діапазону роботи ПВП дає змогу визначити момент зупинку ПВП, якщо період між  $i$  та очікуваним  $i+1$  імпульсом ПВП перевищує  $t_{start}$ . Тоді  $i+1$  імпульс від ПВП буде ідентифікований знову як перший імпульс, по якому неможливо обчислити миттєву витрату газу при робочих умовах до надходження  $i+2$  імпульсу ПВП.

У співвідношенні (2), (6) коефіцієнт стисливості  $k$  визначає відношення фактора

стисливості кисню за робочих умов до його фактора стисливості за стандартних умов і може бути визначений по табличним даним чи по рівнянню стану з [2]. Але використання такого підходу в мікропроцесорних пристроях визначення витрати та кількості кисню потребує значної пам'яті для зберігання табличних значень коефіцієнта стисливості при широких діапазонах зміни тиску та температури та вноситься помилка інтерполяції при його обрахунку. Обчислення ж коефіцієнта стисливості через його густину з використанням рівняння стану з [2] потребує значних ресурсів мікропроцесора та витрати часу на вирішення складного рівняння стану.

Значно зручніше визначати коефіцієнт стисливості  $k$  за допомогою математичної моделі  $k = f(P, T)$ .

Для отримання математичної моделі обчислення коефіцієнту стисливості кисню в діапазоні абсолютного тиску від 0.15 до 7 МПа та діапазоні зміни його температури від 243 до 383 °К на основі даних з [1] був складений ортогональний план експерименту, факторами якого є тиск кисню та його температура в °С, який складається з 64 точок.

Для побудови моделі в зазначеному діапазоні  $P$  та  $T$  використовувався програмний пакет "Table Curve 3D V4.0" та підготовлений план експерименту з 64 точок. Характер залежності  $K=f(P, T)$  характеризується рис. 1.

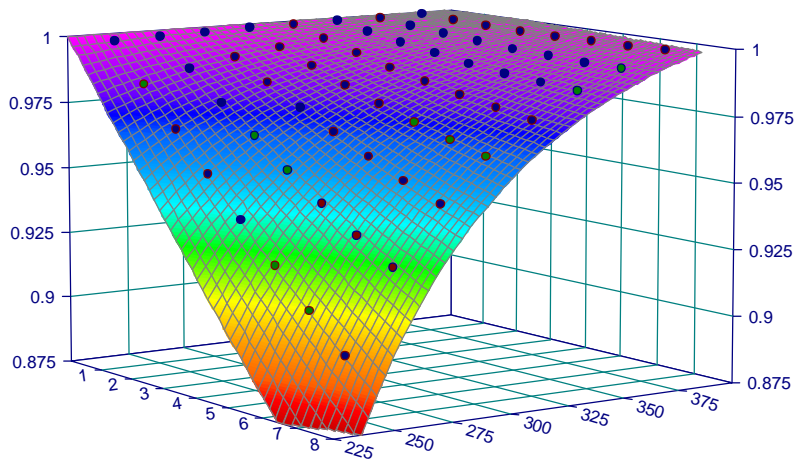


Рис. 1. Характер залежності коефіцієнта стисливості кисню від тиску та температури  $K = f(P, T)$

Критерієм вибору моделі є відсутність коливань моделі та максимальне значення коефіцієнта кореляції. В результаті отримана модель обчислення значення коефіцієнта стисливості кисню має такий вигляд

$$K = \frac{a + cP + e \ln T + gP^2 + i(\ln T)^2 + kP \ln P}{1 + bP + d \ln T + fP^2 + h(\ln T)^2 + jP \ln T} \quad (7)$$

де  $a = 1.000041367$ ,  $b = -0.0054107$ ,  $c = -0.00965199$ ,  $d = -0.39590557$ ,  
 $e = -0.39592056$ ,  $f = 1.55918e-05$ ,  $g = 2.04318e-05$ ,  $h = 0.039719427$ ,  
 $i = 0.039720776$ ,  $j = 0.000951129$ ,  $k = 0.001657155$ .

Для моделі (7) коефіцієнт кореляції має значення

$r^2 = 0.9999994932$ , а максимальне відхилення моделі складає 0.0056 відсотка. Розподіл похибки обчислення коефіцієнта стисливості по моделі (7) наведено на рис. 2.

Склад вузла обліку кисню наведено на рис. 3.

Додатково до реалізації математичної моделі обчислення витрати повітря мікропроцесорний обчислювач повинен виконувати і великий об'єм сервісних функцій, які є обов'язковими для сучасних комерційних вузлів обліку енергоносіїв.

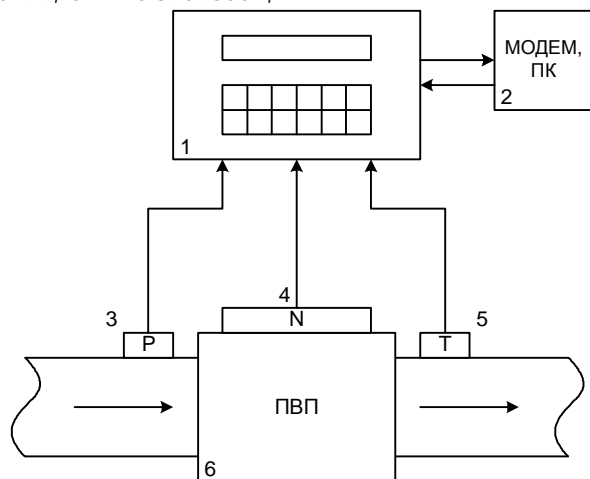


Рис. 3. Склад вузла обліку кисню (1 – мікропроцесорний обчислювач, 2 – інтерфейс з віддаленим комп'ютером, 3 – перетворювач тиску, 4 – імпульсний вихід ПВП об'єму кисню 6, 5 – перетворювач температури)

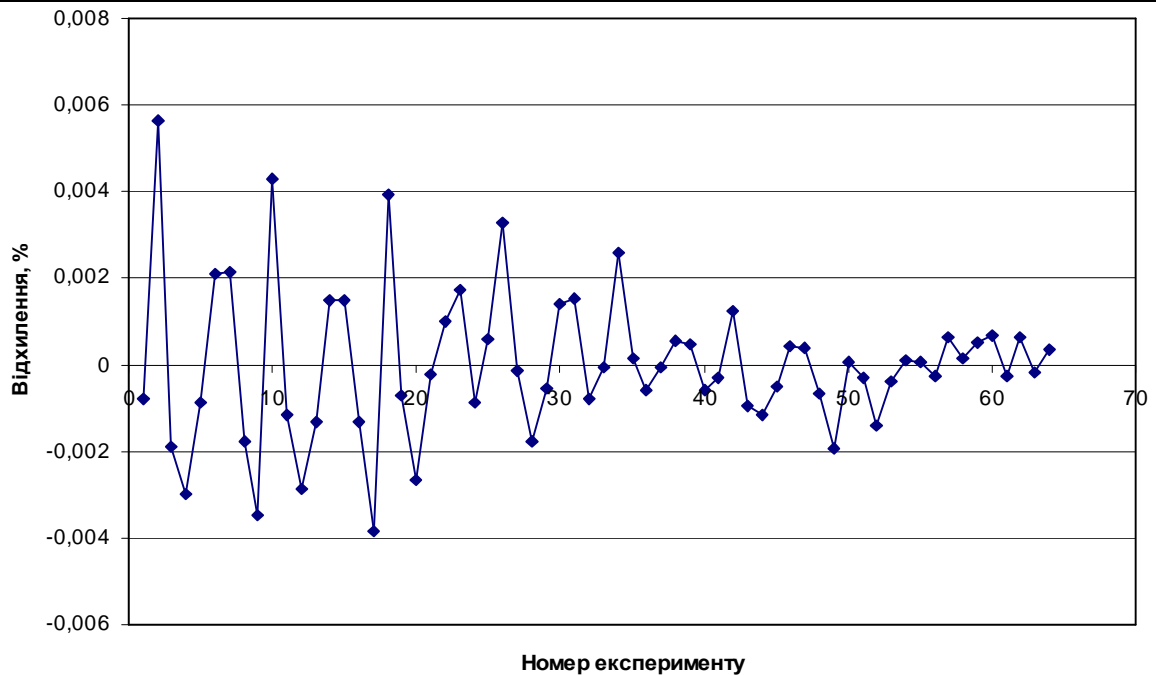


Рис. 2. Розподіл відносної похибки у відсотках визначення коефіцієнта стисливості кисню по моделі (7).

Основні функції, які повинен виконувати такий мікропроцесорний обчислювач є наступними.

1. Можливість конфігурування конкретного вузла обліку, що включає введення в обчислювач характеристик трубопроводу, характеристик звужуючого пристрою, характеристик первинних перетворювачів, налаштування обчислювача для роботи в локальній інформаційній мережі (швидкість обміну, формат даних, тип інтерфейсу).

2. Можливість перегляду інтегральних параметрів роботи обчислювача, поточних параметрів та параметрів конфігурування.

3. Ведення архіву даних в реальному астрономічному часі (погодинний та добовий архів, архів аварійних ситуацій, архів зміни параметрів конфігурування) на основі енергонезалежної пам'яті.

Програмне забезпечення мікропроцесорного обчислювача складається з таких програмних модулів:

- діагностика та ініціалізація компонентів обчислювача;
- обчислення розрахункових параметрів по математичній моделі;
- аналіз вхідних та розрахункових даних на їх коректність;
- інтегрування миттєвої витрати двоокису вуглецю у часі та перевірка інтегральних параметрів обчислювача на коректність;
- перегляд параметрів обчислювача та розрахункової інформації по запиту з клавіатури.
- запис та ведення архівної інформації;
- забезпечення протоколу обміну в локальній мережі;
- забезпечення друку звітів та архівної інформації на автономний принтер.

### Висновки

Таким чином, в роботі наведені моделі визначення кількості та витрати кисню з використанням імпульсного сигналу первинного перетворювача об'єму при різних діапазонах витрати, пропонується нова математична модель визначення коефіцієнта стисливості кисню в діапазоні абсолютного тиску від 0,15 до 7 МПа та діапазоні зміни його температури від 243 до 383 °К, що практично перебиває можливі діапазони зміни параметрів кисню, які застосовуються в промисловості та лікувальних закладах. Сформульовано основні функції мікропроцесорного обчислювача для вузлів комерційного обліку кількості та витрати кисню.

### Література

1. Вимірювання витрати та кількості газу: Довідник. — Івано-Франківськ: Сімик, 2004. — 160 с.
2. ГСССД 19-81. Кислород жидкий и газообразный. Плотность, энтальпия, энтропия и изобарная теплоемкость при температурах 70 — 1000 К и давлениях 0,1 — 100 МПа. — М.: Изд-во стандартов, 1982. — 11 с.

Надійшла до редакції  
15.10.2009 р.



В.М. ДЖУЛІЙ, Г.О. БУРКУН

Хмельницький національний університет, м. Хмельницький

## ОЦІНКА СТАНУ БЕЗПЕКИ ІНФОРМАЦІЇ В КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМАХ НА ОСНОВІ ЛОГІКО-ЛІНГВІСТИЧНОГО ПІДХОДУ

Розглянутий метод оцінки стану безпеки інформації в комп'ютерних системах оснований на логіко-лінгвістичному підході. Процес оцінювання стану захищеності комп'ютерних систем складається з декількох етапів. Приведено відповідні розрахунки щодо оцінювання стану захищеності комп'ютерних систем.

The method of estimation of the state of safety of information is considered in the computer systems based on logically linguistic approach. The process of evaluation of the state of protected of the computer systems consists of a few stages. The proper calculations are resulted in relation to the evaluation of the state of protected of the computer systems.

Ключові слова: безпека інформації, оцінювання стану безпеки.

### Вступ

Проблема захисту інформації в комп'ютерних системах є відносно новою, проте із розвитком інформаційних технологій і тотального використання комп'ютерних систем та мереж у всіх галузях життя людей ця проблема потребує все більшої уваги. На сьогодні в сфері захисту інформації сформувалась досить потужна індустрія, що орієнтована на вирішення основних питань безпеки.

Стан безпеки інформації, відповідно до його базових характеристик, залежить від успішності реалізації тієї чи іншої загрози. Під час побудови комплексних систем захисту (СЗ) інформації аналіз загроз є одним з обов'язкових етапів. На цьому етапі формується найбільш повна множина загроз з врахуванням факторів ризику та їх властивостей.

Найбільш розповсюдженою та найбільш повною класифікацією загроз є розподіл їх за такими ознаками [1, 2, 3, 4]:

1) за впливом на характеристики безпеки інформації: К-тип (загроза конфіденційності); Ц-тип (загроза цілісності); Д-тип (загроза доступності); КЦ-тип (загроза конфіденційності та цілісності); КД-тип (загроза конфіденційності та доступності); ЦД-тип (загроза цілісності та доступності); КЦД-тип (загроза конфіденційності, цілісності та доступності);

2) за природою джерела: об'єктивна, виникнення якої не залежить від прямої діяльності людини і пов'язана з різними стихійними природними проявами; суб'єктивна, виникнення якої залежить від діяльності людини.

В свою чергу суб'єктивну загрозу за мотивом поділяють на активну, таку що пов'язана з діями людини, які направлені на отримання певної вигоди та пасивну, тобто ту, яка виключає вказану складову і пов'язана з помилками людини.

Індустрія сучасних засобів захисту інформації визначається широким номенклатурним арсеналом. Такі засоби з практичної точки зору можна розподілити на наступні класи [1, 5, 7]: апаратні; програмні; програмно-апаратні; криптографічні; стеганографічні; організаційні; законодавчі; морально-етичні.

Як показує практика, найбільш дорогою складовою комп'ютерних систем (КС) є її програмне забезпечення (ПЗ). Тому розробка програмних засобів захисту інформації для захисту ПЗ з практичної точки зору є найбільш привабливим завданням. Питання захисту ПЗ (щодо його копіювання, а також динамічних і статичних методів дослідження), від хакерів, найгостріше стоїть перед його розробниками і власниками. Із системних позицій, захист ПЗ забезпечується цілим комплексом засобів, який починається законодавчими актами і закінчується конкретними апаратними розробками. Серед засобів захисту ПЗ можна виділити такі категорії: власні, у складі КС, із запитом інформації, активні, пасивні.

Останнім часом інтенсивно розвиваються стеганографічні засоби (стеганографія – приховування інформації в такій формі, коли сам факт наявності інформації не очевидний, наприклад приховування даних у звукових або графічних файлах), але широкого практичного застосування (особливо на державному рівні) вони поки не отримали. Організаційні засоби [1] – організаційно-технічні та організаційно-правові заходи (наприклад, організація розробки та використання СЗ інформації, контроль за знищенням носіїв та інформації з обмеженим доступом, аудит СЗ, експертизи і т.п.), які здійснюються впродовж всіх технологічних етапів (проекування, виготовлення, модифікація, експлуатація, утилізація тощо) існування КС з метою вирішення завдань захисту інформації.

### Постановка задачі

Питання прийняття рішень – одна з найбільш розповсюджених задач. В багатьох випадках рішення приймаються в умовах певних обмежень, а результати зумовлені можливими діями точно не відомі [1]. В теорії інформації, як і в багатьох інших областях науки, неточність та невизначеність зазвичай визначаються за допомогою методів та понять теорії вірогідності. При цьому поняття нечіткості ототожнюють з випадковістю. Проте в більшості випадків



джерелом неточності виступає не наявність яких-небудь випадкових величин, а поява в задачі, яка розглядається, якого-небудь класу або класів величин, що не мають чітко визначених меж [1,6]. Більшість класів об'єктів, з якими доводиться стикатися в реальному світі, являються класами саме нечіткого типу. В такому випадку елемент може належати або ж не належати до певного класу, але, крім того, можливим є також і проміжна градація належності, тому тут для опису ступені належності елементу до класу (певної множини значень) необхідно використовувати багатозначну логіку. Тобто людина, яка вирішує задачі, що не піддаються строгій формалізації використовує суб'єктивні та розмиті уявлення. Усвідомлення даного факту призвело до появи нової математичної дисципліни – нечіткої логіки [1], яка усунула розбіжності між суворотою математики та невизначеностями реального світу.

Центральним поняттям нечіткої логіки є поняття нечітких множин. Нечітка множина (НМ) [6] – певний клас з множиною різних ступенів належності до нього, що може бути безперервною нескінченною множиною. Точніше кажучи, нехай  $X$  – сукупність об'єктів  $x$ , де  $X = \{x\}$ . Тоді нечітка множина  $A$  на  $X$  задається функцією належності (ФН)  $m_A(x)$  (або просто  $m_A$ ), котра ставить у відповідність кожному  $x$  числа з інтервалу  $[0, 1]$ , що являються ступенем належності  $x$  до  $A$ . Чим ближча величина  $m_A(x)$  до одиниці, тим вища степінь належності  $x$  до  $A$  і, навпаки, чим менша величина  $m_A(x)$  тим нижча степінь належності  $x$  до  $A$ . Формально нечітку множину  $A$  на універсальній множині  $X$  можна задати як сукупність пар  $A = \left\{ \left\langle m_A(x) / x \right\rangle \right\}$ .

Основним поняттям теорії НМ є ФН [1,6], тому визначення ступені належності елементів множині та побудова на їх основі ФН – основне питання практичної реалізації незалежно від того, до якої предметної галузі вони належать. При вирішенні задач захисту інформації, моделювання процесів прийняття рішень в нечітких умовах можна використати багаточисельні методи формування ФН.

Серед відомих методів формування ФН виділяють наступні [1, 2, 4, 5]: метод опитування (МО); чисельний метод (ЧМ); метод лінгвістичних термів (МЛТС); метод кількісного парного порівняння (КПП); метод порівняння зі знаходженням квадратного кореня (ПЗК); метод порівняння зі знаходженням частки (ПЗЧ); метод попарного порівняння найменших квадратів (ППНК); метод попарного порівняння на рангових оцінках (ППРО); метод призначення параметрів (МПП); метод корегування параметрів (КП); метод побудови експоненціальної функції (ЕФН); метод прямого та зворотного оцінювання (ПЗО); метод інтервальних оцінок (МІО); метод рівневих множин (МРМ). Методи побудови ФН відрізняються один від одного способом отримання та опрацювання вхідних даних.

*Метод лінгвістичних термів.* В МЛТС в якості ступені належності елемента множині приймається оцінка частоти використання поняття, що задається НМ для характеристики елемента. На шкалі  $[0, 1]$  розміщуються значення логічних змінних (ЛЗ). Причому в ідеалі метод базується на тому, що в кожний інтервал шкали попадає однакова кількість експериментів, що на практиці відбувається досить рідко. В такому випадку дані опрацьовуються з використанням матриці підказок. Коли вже отримано результати експериментів, вони заносяться в таблицю і опрацьовуються так, щоб максимально зменшити погрішності, внесені в процесі експерименту (з таблиці видаляються окремі елементи, по ліву і по праву сторону від яких стоять нулі). Матриця підказок являє собою строку, елементи якої обчислюються за формулою (1).

$$k_j = \bigcup_{i=1}^n \sum_{i=1}^n b_{ij}, j = \overline{1, n}, \quad (1)$$

де  $n$  – кількість значень ЛЗ,  $b_{ij}$  – елемент таблиці результатів.

Далі в отриманому рядку обирається максимальне значення  $k_j$  і всі елементи таблиці результатів експериментів перетворюються за виразом (2)

$$c_{ij} = b_{ij} k_{\max} / k_j, i = \overline{1, n}; j = \overline{1, n}, \quad (2)$$

а для стовпців, де  $k_j = 0$  застосовується лінійна апроксимація

$c_{ij} = (c_{ij-1} + c_{ij+1}) / 2, i = \overline{1, n}; j = \overline{1, n}$ . Наступним кроком методу є обчислення значення ФН за формулою (3)

$$m_{ij} = c_{ij} / c_{i \max},$$

де

$$c_{i \max} = \max_j c_{ij}, i = \overline{1, n}; j = \overline{1, n} \quad (3)$$

В МЛТС використовуються статистичні дані і їх обробка та отримання ФН є досить

трудомістким процесом, так як для побудови ФН одного терму необхідно провести статистичні дослідження і для всіх останніх термів.

Можливості кожного з існуючих методів побудови ФН обмежуються класом отриманих в результаті НЧ, що в подальшому впливає на вибір методів реалізації операцій нечіткої арифметики.

Розробляючи організаційні засоби, необхідно враховувати, щоб в загальній множині механізмів захисту вони могли самостійно або й у комплексі з іншими засобами вирішувати завдання захисту, забезпечувати ефективне використання засобів інших класів, а також раціонально об'єднувати всі засоби в єдину цілісну СЗ. Слід зазначити, що безліч всіх потрібних і потенційно можливих організаційних засобів невизначена і не існує формальних методів формування їх переліку та змісту. Виходячи з цього можна вважати, що основними методами формування організаційних засобів є неформально-евристичні.

### Оцінка стану безпеки інформації в комп'ютерних системах

Оцінка рівня безпеки КС трудомістка та важко-структурована задача, вирішення якої вимагає глибоких предметних знань та великого практичного досвіду. Вирішення задачі ґрунтується на знаннях експертів і пов'язане з високою трудомісткістю процедур аналізу. Під час вирішення такої задачі виникає потреба в обробці даних представлених в різних формах. Тому для забезпечення ефективного вирішення проблеми оцінки захисту інформації в КС необхідні спеціальні інтелектуальні засоби. Традиційними математичними методами не завжди можливо ефективно і коректно вирішити дане питання, тому тут доцільніше використовувати методи, основані на НМ та логічних змінних (ЛЗ), неформальному оцінюванні та пошуку оптимальних рішень.

Стан безпеки в системі характеризується, зазвичай, лінгвістичними даними і для їх формалізації найкраще використовувати поняття ЛЗ. ЛЗ спочатку використовувались як засіб моделювання нечіткості людської мови, а з часом це поняття набуло ширшого значення і тепер використовується як засіб для опису складних систем, що містять параметри, представлені не тільки в кількісному, але і в якісному вигляді. При цьому ЛЗ дозволяють співвіднести якісним значенням певну кількісну характеристику і таким чином формалізувати їх.

Лінгвістична змінна характеризується набором  $(X, T(X), U, G, M)$  [1], де  $X$  – назва змінної;  $T(X)$  – терм-множина змінної  $X$ , тобто це множина назв лінгвістичних значень змінної  $A$ , причому кожне з таких значень являє собою нечітку змінну  $X$  із значеннями з універсальної множини  $U$  з базовою змінною  $u$ ;  $G$  – синтаксичне правило (зазвичай має форму граматики), що породжує назву  $A$  значень змінної  $X$ , а  $M$  – семантичне правило, яке ставить у відповідність кожній нечіткій змінній  $A$  її зміст  $M(X)$ . Конкретна назва  $X$ , що породжена синтаксичним правилом  $G$ , називається термом. Терм, який складається з одного або декількох слів, що завжди фігурують одне з одним, називається атомарним термом. Терм, який складається з одного або декількох атомарних термів називається складеним термом. Результат приписування один до одного ланцюжків-компонентів складеного терму являється підтермом.

Безпосередньо до назв ЛЗ та їх термів вимог не ставлять [1]. Терми ЛЗ повинні бути впорядковані, а ФН НМ, що визначає базовий терм повинна задовольняти ряду умов. А саме:

1) Значення ФН термів на границях впорядкованої множини  $X$  повинні бути одиничними:  $m_{T_1}(x_{\min}) = 1, m_{T_n}(x_{\max}) = 1$ .

2) Одна і та ж точка не може одночасно з ступенем належності 1 належати більше ніж одному терму і відповідно кожне значення з області визначення ЛЗ повинно описуватись хоча б одним термом:  $\forall i, i+1 = \overline{1, n} : 0 < \max_{x \in X} m_{T_i \cap T_{i+1}}(x) < 1$ .

3) Кожне поняття в ЛЗ повинно мати хоча б одне еталонне визначення, тобто таку точку, де ФН базового терма рівне одиниці:  $\forall i = \overline{1, n} \exists x \in X : m_{T_i}(x) = 1$ .

4) Будь-яке поняття, що описується ЛЗ має фізичне обмеження на числові значення параметрів. Для неперервної універсальної множини  $X$  додатково існує умова неперервності ФН базових термів:  $\forall i = \overline{1, n} \quad 0 < \int_x m_{T_i}(x) dx < \infty$

Процес формування ЛЗ починається з визначення кількості термів та їх впорядкування, визначення граничних значень ЛЗ, далі визначається метод формування ФН та проведення експертного опитування і як результат побудова ФН для будь-якого з термів ЛЗ.

Логіко-лінгвістичний підхід можна застосувати для побудови моделі формування нечітких параметрів, які можна використовувати для підвищення ефективності технологій в системі виявлення атак. Така модель представляє собою сукупність дій, представлених у кількох етапів: визначення нечітких понять, формування нечітких еталонів, формування поточних

нечітких параметрів та оцінка стану безпеки на основі порівняння еталонних та поточних параметрів.

*Визначення нечітких величин.* При спробі будь-якого порушника здійснити атаку на об'єкт першими його діями буде обрання об'єкту атаки та збирання про нього детальної інформації. Отримання інформації про об'єкт, що атакується, можна здійснити шляхом сканування портів (ідентифікація сервісів). Оскільки конкретний відкритий порт говорить про присутність певного сервісу (наприклад, 80-тий порт свідчить про наявність Web-серверу). Виявити факт сканування портів можна на основі аналізу мережевого трафіку. Для чого слід виділити окремі його характеристики, які і будуть надалі використані для визначення набору нечітких величин. Однією з таких характеристик буде поняття "віртуального каналу". Віртуальний канал (ВК) – це канал, що утворюється в момент отримання (по заданому порту) ІР-пакету і після чого існує деякий час. Максимальна кількість таких каналів ( $\max_{KBK}$ ) обумовлена апаратними та програмними можливостями КС.

Будь-який ВК характеризується параметрами "час життя" (ЧЖ) та "вік" (ВВК). За параметром ЧЖ можна визначити скільки каналу залишилось існувати. При створенні ВК присвоюється початкове значення ЧЖ<sub>0</sub> по закінченні цього терміну канал припинить своє існування, а при повторному проходженні трафіку через канал параметр ЧЖ збільшується на значення ΔЧЖ.

ВВК – це час, що пройшов від моменту створення ВК. Виходячи з властивостей ВК, чим інтенсивніший трафік, тим живучіший канал, при цьому значення ВВК постійно збільшується, а значення ЧЖ більше за нуль.

Отже, для оцінки стану безпеки будуть використовуватись дві ЛЗ "Кількість віртуальних каналів" (КВК) та "Вік віртуального каналу" (ВВК), які відповідно визначаються кортежами  $\langle KBK, T_{KBK}, X_{KBK} \rangle$  та  $\langle BBK, T_{BBK}, X_{BBK} \rangle$ , для яких синтаксичне правило та семантична процедура не задаються.

*Формування нечітких еталонів.* Тепер введені ЛЗ необхідно визначити. Для обох ЛЗ цей процес однаковий і включає в себе наступні стадії: формування базової терм-множини, формування ФН і формування нечітких еталонів.

Для КВК базову терм-множину задамо п'ятьма термами  $T_{KBK} = \bigcup_{i=1}^5 T_{KBKi} = \{ \text{"дуже мала"} \text{ (ДМ), "мала"} \text{ (М), "середня"} \text{ (С), "велика"} \text{ (В), "дуже велика"} \text{ (ДВ)} \}$ , що може бути відображена на універсальній множині  $X_{KBK} \in \{0, \max_{KBK}\}$ . Терм-множина визначається нечіткими числами, для яких необхідно визначити ФН.

ФН для термів КВК визначаємо за допомогою МЛТС. Для цього в емпіричну таблицю (таблиця 1) заносимо статистичні дані (за 24 години роботи) відносно ВК (в таблиці як N1, N2, N3, N4, N5 інтервали відповідно [0; 2], [3; 8], [9; 16], [17; 64], [65; 256],  $\max_{KBK} = 256$ ).

Таблиця 1

Статистичні дані для формування термів  $T_{KBKi}$

Значення ЛЗ	Інтервал				
	N1	N2	N3	N4	N5
ДМ	3	1	0	0	0
М	1	2	1	0	0
С	0	1	3	0	0
В	0	0	2	4	1
ДВ	0	0	0	3	5

Згідно статистичних даних за формулою (1) формуємо матрицю підказок. Далі за (3) знаходимо ФН.

Для  $\bigcup_{i=1}^5 m_{ij}$ , відповідно до технології МЛТС, знаходимо оцінювані відношення  $\bigcup_{i=1}^5 \Delta B / B = \{ 2/256 \quad 8/256 \quad 18/256 \quad 64/256 \quad 256/256 \} = \{ 0,008 \quad 0,031 \quad 0,063 \quad 0,25 \quad 1 \}$  (де  $\Delta B / B$  – відхилення параметру  $\Delta B_{KBK} \in [0, B_{KBK}]$ , а  $B_{KBK}$  – максимально можливе значення, що характеризує поточне вимірювання) і отримуємо НЧ. Для формування нечітких еталонів необхідно щоб для  $\forall T_{KBKi}$  виконувалось співвідношення порядку, наприклад, при  $i = 1, \forall X_{DM} : X_{DMK} < X_{DMK+1}$ . Далі отримані  $T_{KBK}$  представляються в приведеній формі  $T_{KBK}^e$ .

яка і використовується як еталон:

$$DM^e = \left\{ 0/0,008; 1/0,008; 0,33/0,031; 0/0,063 \right\}$$

$$M^e = \left\{ 0/0,008; 0,5/0,008; 1/0,031; 0,5/0,063; 0/0,25 \right\}$$

$$C^e = \left\{ 0/0,008; 0,33/0,031; 1/0,063; 0,67/0,25; 0/1 \right\}$$

$$B^e = \left\{ 0/0,063; 1/0,25; 0,75/1; 0/1 \right\}$$

$$DV^e = \left\{ 0/0,063; 0,2/0,25; 1/1; 0/1 \right\}$$

Графічне зображення яких представлено на рисунку 1.

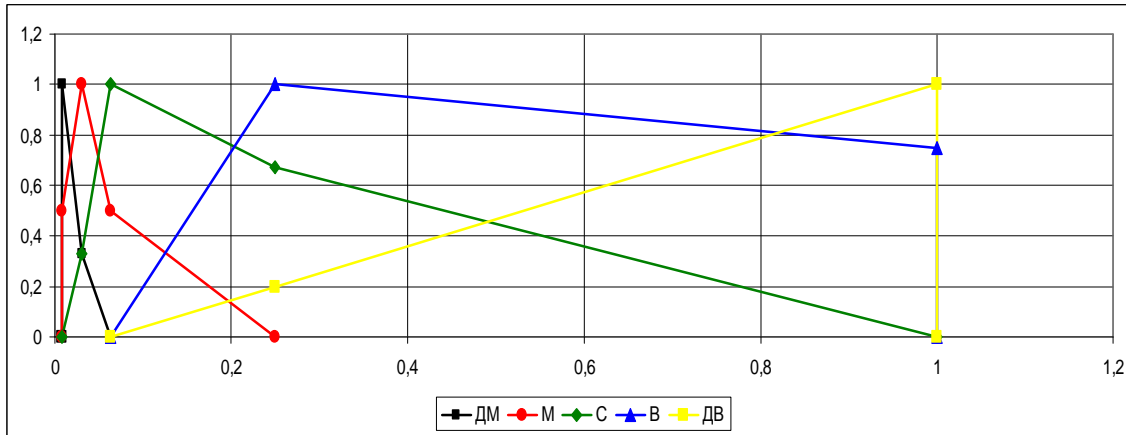


Рис. 1 Еталонні НЧ для KBK

Для ВВК базову терм-множину задамо трьома термами  $T_{ВВК} = \bigcup_{i=1}^3 T_{ВВК i} = \{ \text{“молодий”} (M), \text{“середній”} (CP), \text{“старий”} (CT) \}$ , що може бути відображена на універсальній множині  $X_{ВВК} \in \{0, \max_{ВВК}\}$ .

Терм-множина визначається нечіткими числами (M, CP, CT), для яких за методом МЛТС визначаємо ФН. Для чого по роботі комп'ютера в мережі збираємо статистичну інформацію (за 24 години роботи), яка представлена в таблиці 2, де N1, N2, N3 інтервали (в хвилинали) відповідно  $[0; 30]$ ,  $[30; 100]$ ,  $[100; 250]$ , а  $\max_{ВВК} = 250$ .

Таблиця 2

Статистичні дані для формування термів  $T_{KBK i}$

Значення ЛЗ	Інтервал		
	N1	N2	N3
M	4	1	0
CP	2	5	1
CT	1	2	6

Згідно цих даних за формулою (1) формуємо, як і для випадку з KBK матрицю підказок  $k_j = \bigcup_{i=1}^3 \sum_{i=1}^3 b_{ij} = \{(4+2+1), (1+5+2), (0+1+6)\} = \{7,8,7\}$  (тут  $k \max = 8$ ).

При формуванні еталонних значень для ВВК приводимо отримані НЧ аналогічним чином як і у випадку з KBK (рисунок 2):

$$M^e = \left\{ 1/0; 1/0,12; 0,5/0,4; 0,25/1 \right\}$$

$$CP^e = \left\{ 0,2/0; 0,2/0,12; 1/0,4; 0,4/1 \right\}$$

$$CT^e = \left\{ 0/0,12; 0,17/0,4; 1/1 \right\}$$

**Формування поточних параметрів.** На основі КВК та ВВК з еталонними термами, поточні параметри (значення КВК відносно ВВК) формуємо для заданих моментів часу  $T$ . При формуванні поточних значень для КВК та ВВК проводимо розрахунки аналогічним чином як і у випадку формування еталонних параметрів. На рисунку 3 зображено поточне значення  $KBK(M)$  відносно еталонних.

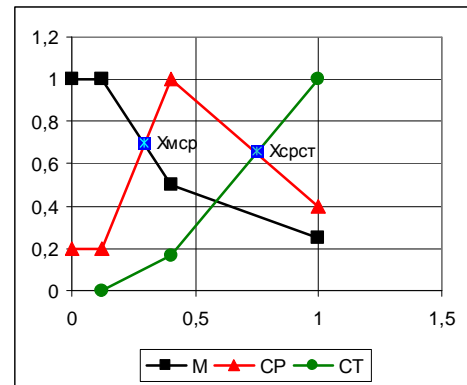


Рис. 2 Еталонні НЧ для ВВК

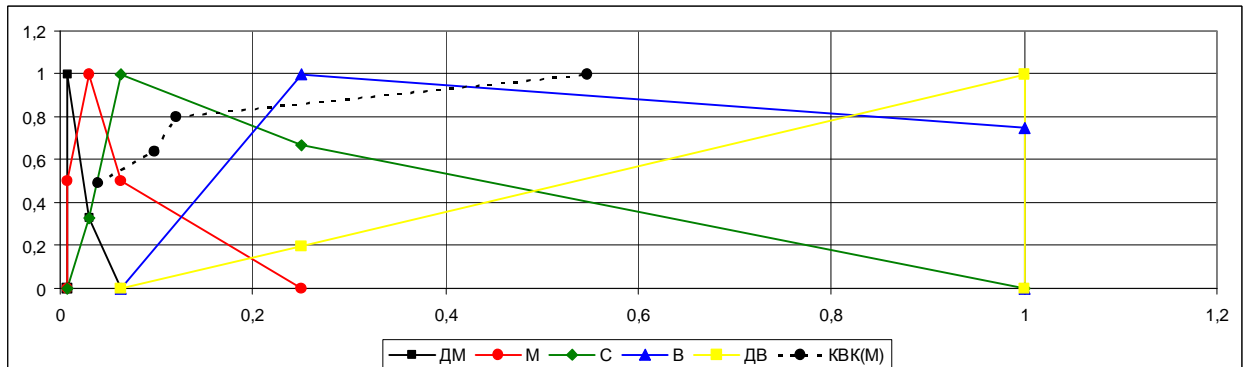


Рис. 3 Поточне значення КВК (М) та еталонних НЧ для КВК

**Оцінка стану безпеки.** Для того, щоб оцінити стан безпеки необхідно порівняти поточне значення з еталонними. Для порівняння НЧ використовується функція впорядкування (ФУП) [1]. ФУП дає змогу зрівнювати будь-які нечіткі підмножини вказаного інтервалу, а висновок щодо стану захищеності комп'ютерної системи визначимо згідно набору евристичних правил:

Правило 1. Якщо  $KBK(M)$  ближче до  $DM^e$ , то можливість сканування  $H$ ;

Правило 2. Якщо  $KBK(M)$  ближче до  $M^e$ , то можливість сканування  $BHV$ ;

Правило 3. Якщо  $KBK(M)$  ближче до  $C^e$ , то можливість сканування  $BVN$ ;

Правило 4. Якщо  $KBK(M)$  ближче до  $B^e$ , то можливість сканування  $B$ ;

Правило 5. Якщо  $KBK(M)$  ближче до  $DV^e$ , то можливість сканування  $DV$ ,

де  $H$  – низька,  $BHV$  – більш низька ніж висока,  $BVN$  – більш висока ніж низька,  $B$  – висока,  $DV$  – дуже висока.

Таким чином на основі проведених розрахунків, поточне значення КВК (М) за значенням функції впорядкування найближче знаходиться до еталонного  $B^{eA}$ , що, згідно евристичних правил, дає змогу зробити висновок, що можливість сканування портів є високою.

### Висновки

Проблема захисту інформації в комп'ютерних системах є відносно новою, проте із розвитком інформаційних технологій і тотального використання комп'ютерних систем та мереж у всіх галузях життя людей ця проблема потребує все більшої уваги. На сьогодні в сфері захисту інформації сформувалась досить потужна індустрія, що орієнтована на вирішення основних питань безпеки. Безпека інформації залежить від стану базових характеристик безпеки інформації та від успішності реалізації тієї чи іншої загрози. Процес оцінювання стану захищеності комп'ютерних систем складається з декількох етапів. Це формування еталонних значень, оцінка і формування поточного значення та порівняння отриманого значення з еталонними і на основі чого формування висновку про рівень захищеності оцінюваної комп'ютерної системи.

### Література

1. Корченко О.Г. Построение систем защиты информации на нечетких множествах. Теория и практические решения. – К.: "МК-Пресс", 2006. – 320 с., ил.
2. Пескова О.Ю. Методическое пособие «Теория и практика организации защиты

информационных систем» по курсу «защита информационных систем». Часть 1. Таганрог: изд. – во ТРТУ, 2001. – С.

3. Анин Б. Ю. Защита компьютерной информации.–СПб.: БХВ-Петербург, 2000. –384 с.: ил.

4. Герасименко В.А. Защита информации в автоматизированных системах обработки данных. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 400с.

5. Хорошко В.А., Чекатов А.А. **Методы** и средства защиты информации. – К.: Юниор, 2003. – . 478 с. 3.

6. Заде Л.А. Понятие **лингвистической** переменной и его применение к принятию приближенных решений. – М.: Мир, 1976. – 165 с.

7. Хоффман Л. Современные методы защиты информации. – М.: Сов. радио, 1980. – 264 с.

Надійшла до редакції  
17.10.2009 р.

**УДК 681.5.017+681.516.75**

**С.В. ЮХИМЧУК, М.С. ЮХИМЧУК-ВОЙТКО**

Вінницький національний технічний університет

## **ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ ПОВЕДІНКИ НЕЛІНІЙНИХ СИСТЕМ З ЛОГІЧНИМИ УПРАВЛЯЮЧИМИ ПРИСТРОЯМИ**

В роботі запропоновано підходи до створення інформаційної технології для моделювання поведінки нелінійних нестационарних систем, що працюють в режимі автоколивань, особливістю якої є можливість моделювати поведінку відповідного класу систем при впливі неконтрольованих параметричних збурень.

**In-process offered approach to creation of information technology for the design of conduct of the nonlinear non-stationary systems which work in the mode of self-excited oscillations, the feature of which is possibility to design the conduct of the proper class of the systems at influence of uncontrolled self-reactance indignations**

Ключові слова: інформаційна технологія, моделювання, поведінка нелінійних систем.

### **Постановка проблеми**

Збільшені вимоги до якості, точності і надійності сучасних систем автоматичного управління складними об'єктами, параметри яких змінюються в широких межах в процесі роботи, призвели до необхідності розробки і використання нових принципів управління, в тому числі і використанню логічних законів управління.

Найчастіше такі закони управління реалізуються шляхом застосування логічних управляючих пристроїв. Вони широко використовуються в системах управління різноманітними літальними апаратами, виробничими процесами тощо.

В системах з логічним релейним управлінням залежно від релейних й вхідних сигналів стрибком змінюється рівень управляючого впливу. Так при зменшенні сигналу відхилення, коли відхилення і швидкість його змінення мають різні знаки, виробляється релейний управляючий вплив меншого рівня, при однакових знаках управляючий вплив має максимальний рівень. При цьому системи такого класу зберігають переваги релейних систем, а саме: високу швидкодію, простоту конструкцій, великий коефіцієнт підсилення по потужності. В той же час логічне керування в потрібний момент змінює рівень і знак управляючого впливу, що дозволяє значно зменшити амплітуду автоколивань, тобто попередити можливі значні збільшення відповідних вихідних сигналів.

В тих випадках, коли в процесі роботи на систему діють незначні збурення, використовують імпульсне логічне управління. В таких системах імпульсні сигнали виробляються при співпаданні знаків сигналів відхилення і швидкості його змінення. При різних знаках вищезазначених сигналів управляючий вплив буде дорівнювати нулю.

Відомо [1], що робочим режимом систем з логічним релейним, імпульсно-релейним і імпульсним управлінням є автоколивальний режим. На теперішній час одним із найбільш потужних засобів наближеного опису нелінійних систем є метод гармонічної лінеаризації [1]. Такий метод також використовується для дослідження автоматичних систем, що керуються кінцевими автоматами. Відмінність методу гармонічної лінеаризації для такого класу систем полягає у знаходженні коефіцієнтів гармонічної лінеаризації шляхом розкладу вихідного сигналу у подвійний ряд Фур'є [2]. Така особливість обумовлюється тим, що на вхід логічного управляючого пристрою, як правило, поступає сума двох гармонічних сигналів  $x(t)$ ,  $y(t)$  з однаковими частотами.

Але, існуючі методи дослідження поведінки автоматичних систем із логічними управляючими пристроями не враховують зміни параметрів релейних датчиків, що формують вхідні сигнали логічних управляючих пристроїв при впливі на них неконтрольованих параметричних збурень. Такі зміни можуть призвести до того, що самі автоколивання стають

нестійкими.

Тому метою даної роботи є створення інформаційної технології моделювання поведінки автоматичних систем з логічними управляючими пристроями, яка на відміну від існуючих, дозволяє моделювати поведінку відповідного класу систем при впливі параметричних збурень, що не контролюються.

### Математична модель логічного управляючого пристрою при впливі параметричних збурень

В роботах запропонована методологія розв'язання задачі робастної стійкості нелінійних нестационарних систем шляхом математичного моделювання та її використання для побудови нових інформаційно – вимірвальних систем та вимірвальних пристроїв на основі опису поведінки нелінійних нестационарних систем у просторі приростів параметрів. Даний підхід оснований на узагальненому методі описуючих функцій для однозначних та неоднозначних типових нелінійностей при різних характерах зміни їх параметрів.

В роботі [4] на основі узагальненого методу побудовані математичні моделі нелінійної релейної автоматичної системи з логічними управляючими пристроями та виведені вирази для коефіцієнтів гармонічної лінеаризації логічних управляючих пристроїв при впливі на них параметричних збурень для окремого класу автоматичних систем. Особливістю таких методів та моделей є можливість розв'язання задачі оцінки впливу первинних параметрів на властивість стійкості систем.

Так, наприклад, якщо вважати, що  $y(t)$  змінюється за законом

$$y(t) = A_y \sin wt. \quad (1)$$

тоді  $x(t)$  буде змінюватися за законом

$$x(t) = A_x \sin(wt + j). \quad (2)$$

При наявності в релейних елементах гістерезиса, вихідні сигнали  $U_x$  та  $U_y$

визначаються не лише значеннями вхідних сигналів  $X$ ,  $Y$ , але і знаком їх похідних  $\dot{X}$ ,  $\dot{Y}$ . В цьому випадку лінеаризоване рівняння логічного управляючого пристрою з релейним перетворювачем буде мати вигляд [маша]:

$$F(x, \dot{x}, y, \dot{y}) = \left( \frac{c_{10}}{A_y} + \frac{a_{10}}{A_y w} \cdot p \right) y + \left( \frac{b_{01}}{A_x} + \frac{a_{01}}{A_y w} \right) \cdot x, \quad (3)$$

де  $A_x$ ,  $A_y$  - амплітуди вхідних сигналів  $X$  і  $Y$ , відповідно,  $W$  - частота вхідних сигналів,

$p$  - оператор Лапласу.

Коефіцієнти  $c_{10}$ ,  $a_{10}$ ,  $b_{01}$ ,  $a_{01}$  визначаються при умові, що параметри релейних

перетворювачів (вхідний сигнал релейних елементів і ширина зони нечутливості) змінюються за лінійними законами. Дані закони змінення характерні при впливі на систему таких параметричних збурень як температура, вологість, запиленість. При цьому значення відповідних коефіцієнтів визначаються за допомогою розкладу логічної функції, що описує кінцевий автомат з релейним перетворювачем сигналів у подвійний ряд Фур'є за допомогою співвідношень, які визначаються за умов, що параметри релейних перетворювачів змінюються за лінійними законами:

$$a_{10} = \frac{1}{2p^2} \iint F(x, x, y, y) \cos \Psi_y d\Psi_y d\Psi_x = \frac{1}{p} \int_0^{2p} F(x, x, y, y) \cos \Psi_y d\Psi_y; \quad (4)$$

$$a_{01} = \frac{1}{2p^2} \iint F(x, x, y, y) \cos \Psi_x d\Psi_y d\Psi_x = \frac{1}{p} \int_0^{2p} F(x, x, y, y) \cos \Psi_x d\Psi_x; \quad (5)$$

$$b_{01} = \frac{1}{2p^2} \iint F(x, x, y, y) \sin \Psi_x d\Psi_y d\Psi_x = \frac{1}{p} \int_0^{2p} F(x, x, y, y) \sin \Psi_x d\Psi_x; \quad (6)$$

$$c_{10} = \frac{1}{2p^2} \iint F(x, x, y, y) \sin \Psi_y d\Psi_y d\Psi_x = \frac{1}{p} \int_0^{2p} F(x, x, y, y) \sin \Psi_y d\Psi_y, \quad (7)$$

де  $\Psi_y = \omega t$ ;  $\Psi_x = \omega t + j$ , а  $\omega$  - частота сигналу  $y(t)$ ,  $j$  - зсув фаз між сигналами  $y(t)$ ,  $x(t)$ .

Як показано в [4], при заданій логіці роботи логічного управляючого пристрою та зсуві фаз між вхідними сигналами, який задовольняє нерівностям  $0 < j < 90^\circ$ ,  $b_{01} = c_{10}$  та  $a_{01} = a_{10}$ . за допомогою тризначної логіки та графічного представлення на рис. 1 зміння сигналів на виході кінцевого автомату, при умові, що на входи релейних ланок з гістерезисом подаються гармонічні сигнали  $x(t)$ ,  $y(t)$  коефіцієнти гармонічної лінеаризації в координатах точок А, F, В, С, К, D можна представити співвідношеннями:

$$y_1 = \arcsin \frac{b_y}{A_y}; \tag{8}$$

$$y_2 = p - j + \arcsin \frac{b_x}{A_x}; \tag{9}$$

$$y_3 = p - \arcsin \frac{b_y}{A_y}; \tag{10}$$

$$y_4 = p + y_1; \tag{11}$$

$$y_5 = 2p - j + \arcsin \frac{b_x}{A_x}; \tag{12}$$

$$y_6 = 2p - \arcsin \frac{b_y}{A_y}; \tag{13}$$

При впливі таких параметричних збурень, як температура, запиленість, вологість параметри вихідного сигналу релейної ланки з гістерезисом В та ширини зони нечутливості С будуть змінюватись за лінійними законами, тобто:

$$B(t) = b_0 \pm bt, b \ll b_0 \tag{14}$$

$$C(t) = c_0 \pm ct, c \ll c_0. \tag{15}$$

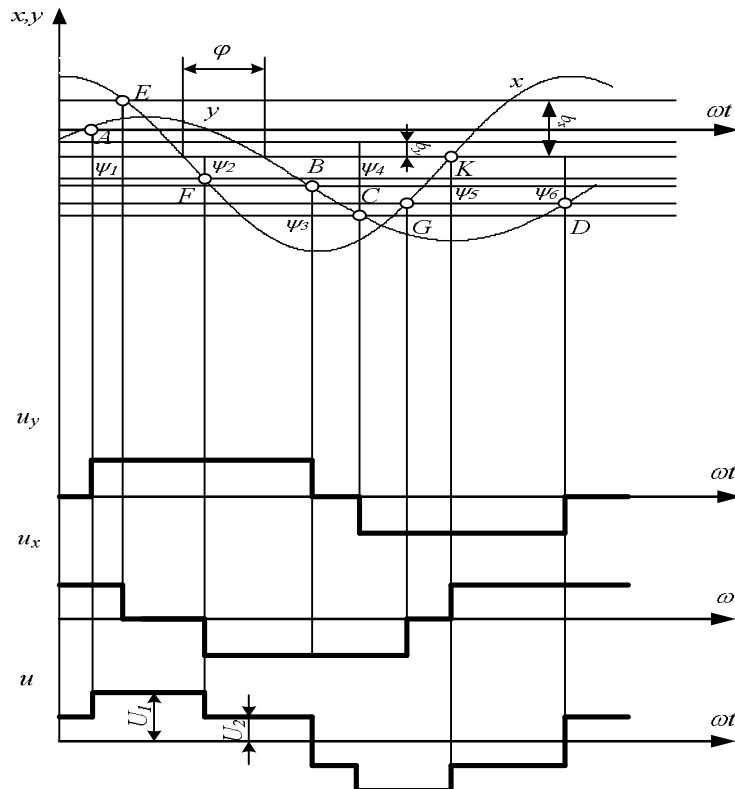


Рис. 1. Зміння сигналів в логічному управляючому пристрої при автоколиваннях



Використовуючи рис. 1 та (14), (15) інтеграл (4) запишемо у вигляді:

$$a_{10} = \frac{1}{2p^2} \iint_{2p} F(x, x, y, y) \cos \Psi_y d\Psi_y d\Psi_x = \frac{1}{p} \int_0^{2p} F(x, x, y, y) \cos \Psi_y d\Psi_y = \int_0^{y_1} (U_{20} \pm U_2 t) \cos y dy + \int_{y_2}^{y_3} (U_{10} \pm U_1 t) \cos y dy + \int_{y_2}^{y_3} (U_{20} \pm U_2 t) \cos y dy + \int_{y_3}^{y_4} (-U_{20} \pm U_2 t) \cos y dy + \int_{y_4}^{y_5} (-U_{10} \pm U_1 t) \cos y dy + \int_{y_5}^{y_6} (-U_{20} \pm U_2 t) \cos y dy + \int_{y_6}^{2p} (U_{20} \pm U_2 t) \cos y dy. \quad (16)$$

Якщо знайти окремо кожний з інтегралів, який входить у співвідношення (15), знаходимо остаточний вираз для коефіцієнта  $a_{10}$  [маша].

$$a_{10} = U_{20} \frac{b_y}{A_y} \pm \frac{U_2}{w} \left[ \frac{b_y}{A_y} (\arcsin \frac{b_y}{A_y}) + \sqrt{1 - (\frac{b_y}{A_y})^2} - 1 \right] + U_{10} (\sin j \sqrt{1 - \frac{b_x^2}{A_x^2}} - \cos j \frac{b_x}{A_x}) - U_{10} \frac{b_y}{A_y} \pm \pm \frac{U_1}{w} [(p - j + \arcsin \frac{b_x}{A_x}) (\sin j \sqrt{1 - \frac{b_x^2}{A_x^2}} - \cos \frac{b_x}{A_x} + (\cos j) \sqrt{1 - \frac{b_x^2}{A_x^2}} + \frac{b_x}{A_x} \sin j - (\arcsin \frac{b_y}{A_y}) (\frac{b_y}{A_y}) - \sqrt{1 - \frac{b_y^2}{A_y^2}}] - U_{20} \frac{b_y}{A_y} - U_{20} (\sin j \sqrt{1 - \frac{b_x^2}{A_x^2}} - \frac{b_x}{A_x} \cos j) \pm \frac{U_2}{w} [(p - \arcsin \frac{b_y}{A_y}) \frac{b_y}{A_y} - \sqrt{1 - \frac{b_y^2}{A_y^2}} - (p - j + \arcsin \frac{b_x}{A_x}) (\sin j \sqrt{1 - \frac{b_x^2}{A_x^2}} - \frac{b_x}{A_x} \cos j) - (\sqrt{1 - \frac{b_x^2}{A_x^2}} \cos j + \frac{b_x}{A_x} \sin j) \pm \frac{U_2}{w} [-(p + \arcsin \frac{b_y}{A_y}) \frac{b_y}{A_y} - \sqrt{1 - \frac{b_y^2}{A_y^2}} - (p - \arcsin \frac{b_y}{A_y}) \frac{b_y}{A_y} + \sqrt{1 + \frac{b_y^2}{A_y^2}}] + U_{10} (\sin j \sqrt{1 - \frac{b_x^2}{A_x^2}} - \frac{b_x}{A_x} \cos j) - U_{10} \frac{b_y}{A_y} \pm \pm \frac{U_1}{w} [(2p - j + \arcsin \frac{b_x}{A_x}) (\frac{b_x}{A_x} \cos j - \sin j \sqrt{1 - \frac{b_x^2}{A_x^2}}) + (\cos j \sqrt{1 - \frac{b_x^2}{A_x^2}} + \frac{b_x}{A_x} \sin j) + (p + \arcsin \frac{b_y}{A_y}) \frac{b_y}{A_y} + \sqrt{1 - \frac{b_y^2}{A_y^2}} + U_{20} \frac{b_x}{A_x} - U_{20} (\sqrt{1 - \frac{b_x^2}{A_x^2}} \sin j - \frac{b_x}{A_x} \cos j) \pm \frac{U_2}{w} [-(2p - \arcsin \frac{b_y}{A_y}) \frac{b_y}{A_y} + \sqrt{1 - \frac{b_y^2}{A_y^2}} - (2p - j + \arcsin \frac{b_x}{A_x}) (\sqrt{1 - \frac{b_x^2}{A_x^2}} \sin j - \frac{b_x}{A_x} \cos j) + (\sqrt{1 - \frac{b_x^2}{A_x^2}} \cos j + \frac{b_x}{A_x} \sin j)] + U_{20} \frac{b_y}{A_y} \pm \frac{U_2}{w} [1 + (2p - \arcsin \frac{b_y}{A_y}) (\frac{b_y}{A_y}) - \sqrt{1 - \frac{b_y^2}{A_y^2}}]. \quad (17)$$

Аналогічним чином можна визначити коефіцієнт  $c_{10}$  [4]. За допомогою визначених коефіцієнтів можна знайти лінеаризоване рівняння логічного управляючого пристрою з релейним перетворювачем (вираз (3)).

На відміну від відомих значень вищезазначених коефіцієнтів [2], вони залежать від амплітуди вхідних сигналів  $A_x, A_y$ , частоти вхідних сигналів  $w$ , зсуву фаз між вхідними сигналами  $x(t)$  та  $y(t)$ , значень параметрів змінення вихідного сигналу та ширини зони нечутливості відповідних релейних перетворювачів.

Такий підхід дозволяє створити засоби моделювання, що дає можливість досліджувати поведінку нелінійних автоматичних систем з логічними управляючими пристроями при врахуванні параметричних збурень (14), (15), а також визначити відповідні параметри автоколивань системи при впливі на логічний управляючий пристрій параметричних збурень, що призводять до змін параметрів релейних датчиків.

### Структура засобів моделювання поведінки автоматичних систем з логічними управляючими пристроями при впливі параметричних збурень

Сучасні засоби моделювання [5] складаються з графічного інтерфейсу, ядра, та сервісних програм. Кожна складова виконує функціональний набір дій та реалізує певний набір відповідних методів. Так, графічний інтерфейс дозволяє користувачу

- будувати структурну схему системи;
  - вводити параметри об'єктів системи;
  - вводити параметри проведення моделювання системи;
  - здійснювати моніторинг результатів моделювання під час безпосереднього проведення моделювання системи;
  - здійснювати виведення результатів моделювання.
- Ядро, в більшості засобів моделювання, дозволяє:
- визначати методи та алгоритми проведення моделювання системи;

- проводити безпосереднє моделювання системи;
- здійснювати аналіз результатів моделювання.

Сервіс інформаційної технології є допоміжним інструментом, який дозволяє більш зручно та швидко проводити моделювання систем [5]. До функціональних можливостей сервісу відносяться операції щодо автоматичного збереження: структурної схеми системи, умов моделювання, результатів моделювання тощо.

Структура програмної частини відомих інформаційних технологій в основному виконана так, що графічний інтерфейс, ядро та сервіс під час проведення моделювання взаємодіють між собою на пряму, тобто зв'язані вони є зв'язаними між собою. В зв'язку з цим, досить складно оновити функціонування однієї з частин або замінити ядро вже існуючого засобу моделювання новим не змінюючи всієї програмної частини засобу моделювання. Тому пропонується створити нову інформаційну технологію, яка б дозволяла замінити або змінювати функціонування вже існуючих частин.

Проблема заміни або модифікації полягає в тому, що кожна зі складових програмної частини інформаційної технології тісно пов'язані між собою і не зможуть працювати, якщо провести зміни в одній з них. Для того, щоб складові інформаційної технології не були тісно пов'язані між собою, необхідно використовувати інтерфейс, який буде виконувати функцію перетворення даних з формату однієї зі складових до формату іншої складової технології [5].

При такому підході пропонується така структура взаємодії частин програмного забезпечення інформаційної технології з використанням інтерфейсів взаємодії, яка зображена на рис. 2:

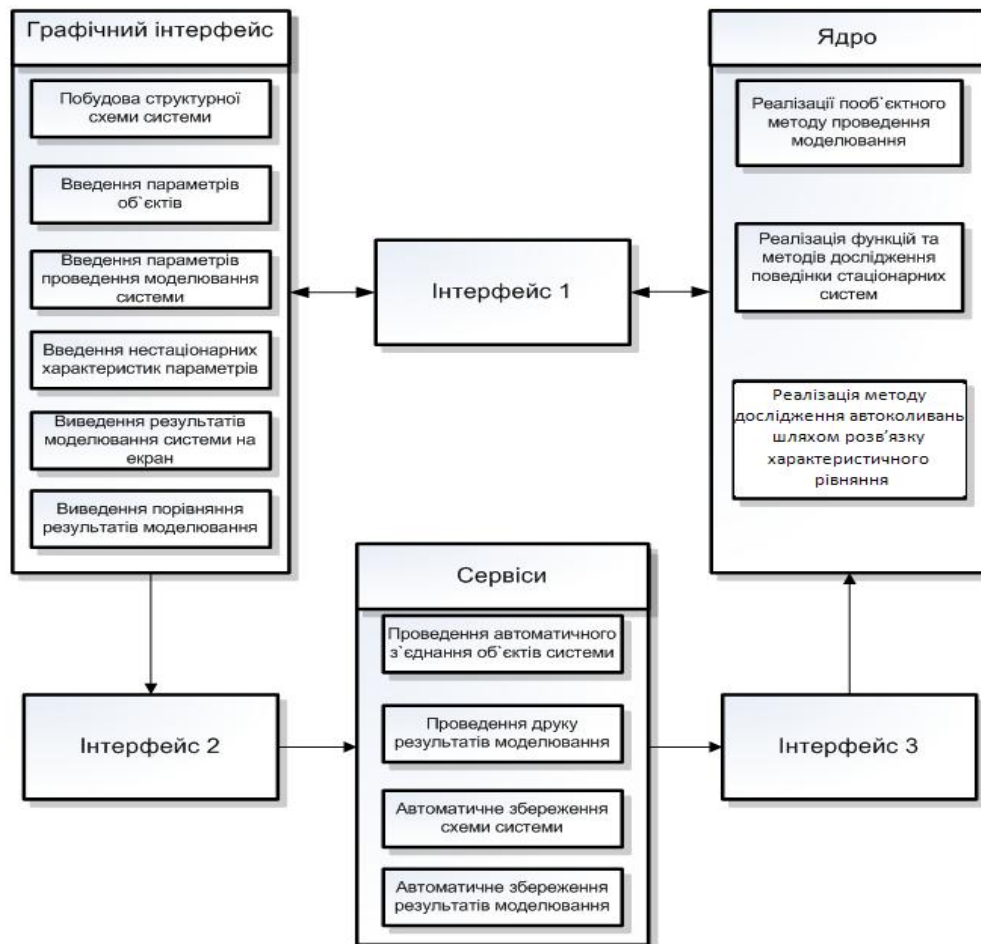


Рис. 2. Структура взаємодії функціональних частин програмного забезпечення інформаційної технології

Кожний з інтерфейсів взаємодії виконує такі функції:

- забезпечує зв'язок між функціональними частинами за допомогою передачі даних від однієї частини програмного забезпечення інформаційної технології до іншої;
- виконує перетворення даних з формату однієї до формату іншої функціональної частини;
- визначає вірність та цілісність даних, що необхідно передати.

Функціональні частини інформаційної технології використовуються для виконання великої кількості задач, що є необхідними для проведення моделювання автоматичних систем управління з логічними управляючими пристроями. Опишемо структуру кожної з

функціональних частин засобу моделювання, яким відповідають функціональні частини.

Графічний інтерфейс надає можливість користувачу виконувати операції, що надають можливість:

- побудови структурної схеми системи;
- введення початкових параметрів кожного з об'єктів системи;
- введення умов проведення моделювання;
- виведення результатів моделювання.

Ядро засобу моделювання використовується для безпосереднього проведення моделювання. До основних функцій ядра віднесемо [6, 7]: виконання переходу від графічного опису системи до його математичного опису та проведення пооб'єктного моделювання системи.

Сервіс інформаційної технології використовується, як допоміжний засіб виконання дій, що є необхідними як в графічному інтерфейсі так і в ядрі програмного забезпечення засобу моделювання. До таких дій відносяться: автоматичну побудову ліній зв'язку між об'єктами та автоматичне збереження: структурної схеми системи, параметрів проведення моделювання, початкових параметрів об'єктів системи, результатів моделювання.

Як слідує з вищевикладеного, проведення моделювання в середовищі відповідної інформаційної технології виконується за допомогою взаємодії трьох основних функціональних частин: графічного інтерфейсу, ядра та сервісу. Процес проведення моделювання в цілому виконується в чотири стадії: побудова структурної схеми; введення параметрів системи та умов проведення моделювання включаючи закон зміни параметричних збурень виду (14), (15); безпосереднє моделювання; аналіз результатів. Кожна зі стадій виконується за допомогою одного або декількох функціональних частин засобу моделювання.

**Висновки.** В роботі запропонований підхід до створення інформаційної технології для дослідження поведінки нелінійних систем з логічними управляючими пристроями, який відрізняється від інших тим, що дозволяє аналізувати параметри автоколивань при впливі неконтрольованих параметричних збурень.

Запропонована структура програмного засобу відокремлює взаємодії його частин та, як наслідок, надає можливість вносити зміни чи повністю замінити частини інформаційної технології на інші, що дозволяє забезпечити швидку модифікацію такої технології.

В подальшому планується застосувати інформаційну технологію, структура якої запропонована в роботі для дослідження поведінки нелінійних систем з логічними управляючими пристроями при впливах різноманітних параметричних збурень, які призводять до змінення первинних параметрів класу систем, що розглядаються.

## Література

1. Конторович М. И. Нелинейные колебания в радиотехнике/ М. И. Конторович. – М.: Советское радио, 1983. – 228 с.
2. Сидоров А. Н. Исследование нелинейных систем в случае установления двухчастотных процессов/ Сидоров А. Н., Коротаева И. П // Техническая кибернетика, 1979. № 5, 148-158 С.
3. Юхимчук С. В. Математические модели оценки устойчивости нелинейных нестационарных систем/ С. В. Юхимчук- Винница, из-во ВГТУ " УНІВЕРСУМ- Вінниця", 1997. – 141 с.
4. Юхимчук-Войтко М. С. Гармонічна лінеаризація САУ, що керується кінцевим автоматом під час дії параметричних збурень [Електронний ресурс] // М. С. Юхимчук-Войтко // Наукові праці ВНТУ. – 2009. – № 3 (Прийнято до друку).
5. Юхимчук С. В. Опис комп'ютерного моделювання систем керування/ Поремський Ю. В., Юхимчук С. В // Вестник Херсонського національного технічного університету. – 2007. – № 28. – 408-413 С.
6. Струченков В. И. Методы оптимизации: Основы теории, задачи, обучающие компьютерные программы/ В. И. Струченков- М.: „Экзамен”, 2005. – 255 с.
7. Юхимчук С. В. Розробка пакета програм для моделювання систем контролю та управління нелінійними нестационарними об'єктами./ Поремський Ю. В., Юхимчук С. В., Москвіна С. М // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2003. – № 6. – С. 89-92

Надійшла до редакції  
19.11.2009 р.

УДК 004.891.3

**Ю.В. ВЕРСАЛЬ**

Кіровоградський національний технічний університет

**ОЦІНКА ФАКТОРІВ ВПЛИВУ ДЛЯ ДІАГНОСТИКИ  
ФІЗІОЛОГІЧНОГО СТАНУ ТВАРИНИ**

В статті розглянуто фактори впливу на параметри корів «надій» і «температура молока». Проведено оцінку їх важливості на основі спрощеного варіанта метода аналізу ієрархій. Виділено найбільш важливі фактори впливу для подальшого використання отриманих результатів при побудові системи діагностики фізіологічного стану лактуючих корів.

In the article the influencing factors on the cows' parameters "yield" and "milk temperature" are considered. Their importance estimation at the base of simplify version of the method of hierarchies analysis is made. The most important influencing factors are picked up for next using of the results by the lactating cows' physiological state diagnostic system.

Ключові слова: фактори впливу, метод аналізу ієрархій.

**Постановка проблеми у загальному вигляді**

Виробництво продуктів молочного тваринництва на індустріальній основі представляє одну з найважливіших задач агропромислового комплексу. Негативний вплив на молокоутворення і склад молока має порушення нормальних фізіологічних функцій організму тварин. Суттєві збитки сільському господарству приносять захворювання корів маститами та труднощі, пов'язані з виявленням стану статевої охоти. Відомо, що вони призводять до зниження надоїв, якості молока, подовження сервіс-періоду і недоотримання телят, та супроводжуються порушенням процесів терморегуляції, як показано на рис. 1 [1...3].

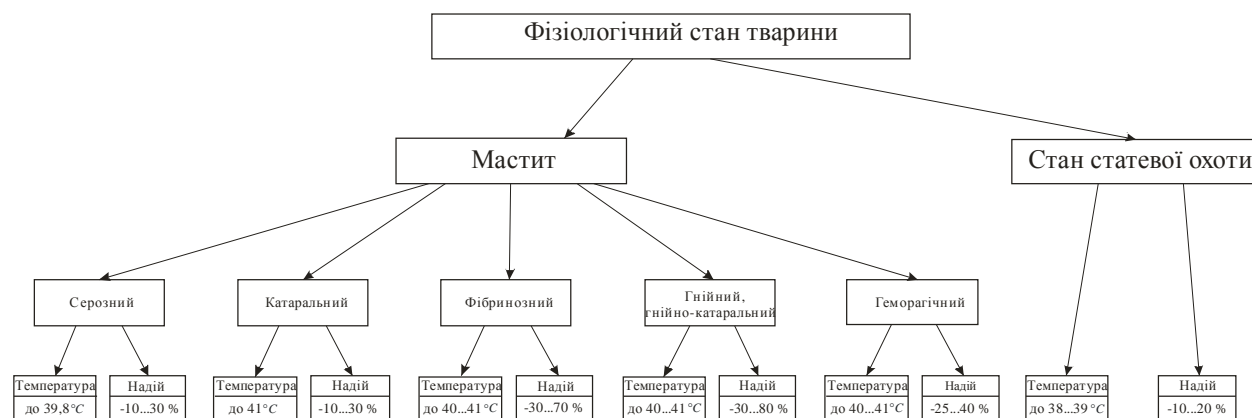


Рис. 1. Вплив фізіологічного стану тварини на надій і температуру молока

**Аналіз останніх досліджень і публікацій**

Діагностика фізіологічного стану тварин (ФСТ) – актуальна проблема не тільки в Україні, а й в усьому світі. Її вирішенню присвячені дослідження багатьох радянських та зарубіжних вчених. Серед них широкого розповсюдження набули методи діагностики маститів та стану статевої охоти, побудовані на вимірюванні надою та температури молока [4...7]. Їх недоліком є те, що вони не враховують комплексу всіх факторів впливу на ці параметри, кількісних і якісних, що не дозволяє досягти високої точності та достовірності діагностики.

**Мета досліджень**

Метою даної роботи є покращення результатів діагностики ФСЛК шляхом оцінювання важливості факторів впливу на параметри тварин «надій» і «температура молока» та виділення найбільш важливих з них для подальшого використання отриманих результатів при побудові системи діагностики ФСТ.

**Виклад основного матеріалу**

Для вирішення поставленої задачі застосовується спрощений варіант метода аналізу ієрархій (МАІ), у відповідності з яким для факторів впливу  $A_1, A_2, \dots, A_n$  експертами формується матриця парних порівнянь факторів (1). Задача полягає у визначенні ваги  $W_1, W_2, \dots, W_n$  кожного з них [8].

$$A = (a_{ij})_{n \times n} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Матриця (1) задовольняє наступним вимогам:

- 1) Всі елементи матриці  $A$  додатні:  $a_{ij} > 0$  для всіх номерів  $i, j = 1, 2, \dots, n$ .
- 2) Матриця  $A$  обернено симетрична:  $a_{ij} = \frac{1}{a_{ji}}$  для всіх номерів  $i, j = 1, 2, \dots, n$ .
- 3) Матриця  $A$  транзитивна, тобто рівність  $a_{ij} = a_{ik} \cdot a_{kj}$  має місце для всіх номерів  $i, j, k = 1, 2, \dots, n$ .
- 4) Число  $n$  являється максимальним власним значенням матриці  $A$  і для деякого єдиного (нормованого) вектор-стовбця  $w = (w_1, w_2, \dots, w_n)^T$  з додатними компонентами виконується рівність:

$$A \cdot w = n \cdot w \quad (2)$$

Спрощений варіант МАІ дає можливість побудувати матрицю парних порівнянь по елементам першого рядка на основі вимог 2 і 3, згідно з якими мають місце рівності [8]:

$$a_{ij} = a_{i1} \cdot a_{1j} = \frac{a_{1j}}{a_{1i}}, \quad i = 2, \dots, n, \quad j = 1, 2, \dots, n, \quad (3)$$

Компоненти вагового вектора  $w = (w_1, w_2, \dots, w_n)^T$  обчислюються за формулою [8]:

$$w_i = \frac{a_{1n}}{a_{1i}}, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (4)$$

Ваговий вектор  $w$ , обчислений по формулі (4), нормуємо, поділивши кожен його компоненту на величину  $W = w_1 + w_2 + \dots + w_{n-1} + 1$ , де всі доданки  $w_i, i = 1, 2, \dots, n-1$  знайдені за формулою (4).

### 1. Фактори впливу на надій

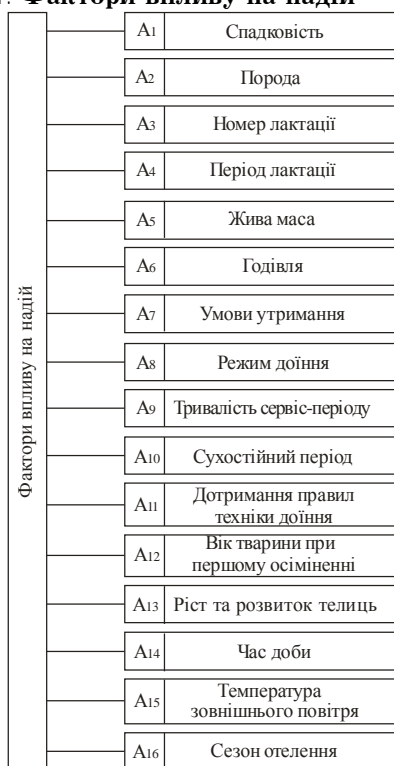


Рис. 2. Комплекс факторів впливу на надій

Комплекс факторів впливу на надій тварини показано на рис. 2.

**Спадковість.** Для вираження спадковості надою використовують коефіцієнт спадковості, що виражається десятковим дробом, і становить в середньому 0,3-0,4 [9]. Чим вище коефіцієнт спадковості, тим менше змінюється ця ознака під впливом умов навколишнього середовища.

**Порода** значною мірою характеризує продуктивний потенціал тварин. Свідченням про можливі продуктивні якості тварини може бути стандарт, встановлений для кожної породи (табл. 1) [10].

**Номер лактації.** Як видно з табл. 1, у корів першого і другого отелень надої переважно нижчі, ніж у тварин старшого віку, і становлять у середньому: за першу лактацію – 75 %, а за другу – 85 % рівня продуктивності дорослих корів. Найбільші надої одержують переважно за 3-6-ту лактації. У зв'язку із старінням молочна продуктивність починає знижуватись з 8-ї і 9-ї лактації [11].

**Тривалість лактації.** Нормальна тривалість лактації у корів – 300-305 днів, за нею проводиться оцінка їх продуктивності [12]. Характер лактаційної кривої у корів приблизно наступний: на перші 100 днів лактації припадає 40-45 % молочної продуктивності, на наступних 100 днів – 30-35 % і на останні 100 днів – 20-25 % стосовно всього надою.

Стандарти порід за молочною продуктивністю корів за окремими лактаціями

Номер лактації	Надій, кг															
	Порода															
	Айрширська	Англеська, червона датська	Білоголова українська	Бура карпатська	Голштинська	Джерсейська	Лебединська	Пінцау	Симентальська, монбельярдська	Українська червоно-ряба молочна	Українська чорно-ряба молочна	Червона польська	Червона степова	Швіцька	Українська червона молочна	Бура молочна
перша	3250	3100	2600	2400	4200	3000	2700	2600	2700	3200	3400	2600	2900	3100	3100	3200
друга	3500	3500	3000	2750	4600	3300	3150	3000	3100	3600	3800	3000	3300	3500	3500	3600
третя і старше	3800	3900	3400	3100	5000	3600	3600	3400	3500	4000	4200	3400	3700	3900	3900	4200

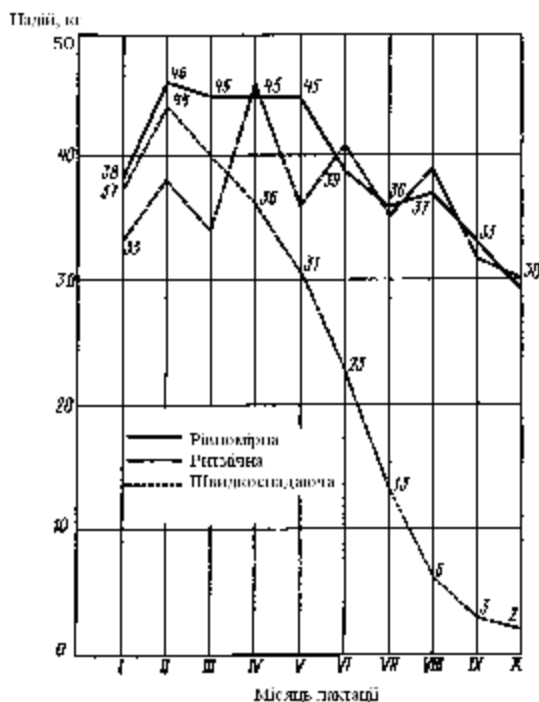


Рис. 3. Типи лактаційних кривих корів

В молочному тваринництві встановлені 3 форми лактаційної кривої: рівномірна, ритмічна, швидкоспадаюча. Вони показані на рис. 3 [13]. Рівномірна крива характеризується відносною постійністю, тобто збільшенням протягом звичайно 3 місяців добових надой, а потім поступовим, без особливих зривів, їх зниженням. Специфіка ритмічної кривої заключається в тому, що високі протягом декількох днів надой чергуються з більш низькими при загальному порівняно рівномірному ході кривої. При швидкоспадаючій кривій надой, досягнувши максимуму, потім різко знижуються.

По складу молока лактацію ділять на три періоди: молозивний (5-7 днів), нормального молока (293-288 днів), стародійного молока (7-10 днів). З переведенням корови на повний раціон годівлі надій різко підвищується, досягаючи через деякий час свого піку, після чого починає знижуватися кожного наступного місяця на певну величину. При добрій годівлі, догляді та правильній техніці доїння спад лактації до 6 місяців тільності корови становить приблизно 5-7 % [12].

**Жива маса** корів характеризує розвиток у них внутрішніх органів і здатність до утворення продукції. Спостерігається криволінійний характер зв'язку між живою масою і молочністю корів: до певної живої маси тварин молочність підвищується, а потім знижується [11].

**Годівля.** Раціони корів необхідно регулювати за наступними показниками: сухій речовині, енергії, перетравному і сирому протеїну, цукру, крохмалю, клітковині, жиру, кальцію, фосфору, цинку, міді, кобальту, каротину, вітамінам А і С. Річну структуру раціону становлять: грубі корми – 17 %, соковиті корми – 25 %, концентрати – 14 %, зелені корми – 40 % [14]. Оптимальною, повноцінною годівлею можна підтримувати високий рівень лактації, яка повільно спадає протягом тривалого часу. Недостатній рівень годівлі буває основною причиною зниження надой і зміни складу молока.

**Умови утримання.** Потенціальні можливості тварин проявляються при належних умовах утримання. Корів потрібно утримувати завжди в сухих, світлих, добре вентильованих прохолодних приміщеннях, суворо дотримуватись розпорядку дня, особливо з годівлі та доїння, підтримувати завжди в чистому стані стійло і шкіру. Позитивний вплив на рівень молочної продуктивності корів має активний моціон їх на свіжому повітрі протягом 3-4 годин на добу. Негативно позначаються на надоях шуми, порушення розпорядку дня, надмірно великі групи корів при безприв'язному і прив'язному утриманні, часті перегрупування корів [12].

**Режим доїння.** Правильне доїння корів сприяє розвитку залозистої тканими вим'я і підвищує інтенсивність синтезу молока. При неправильному доїнні, особливо машинному, порушується рефлекс молоковіддачі і гальмується як віддача, так і утворення молока. Мають

значення кількість доїнь та інтервали між ними протягом дня. При дворазовому доїнні надої знижуються на 6-10 % порівняно з триразовим [11].

Тривалість сервіс-періоду. Корів молочних і комбінованих порід доцільно осіменяти після отелення в другу охоту. Оптимальним є сервіс-період у межах 40-60 днів. Запліднення в першу охоту, яка настає через 21-28 днів після отелення, призводить до помітного зниження надоїв. Занадто довгий сервіс-період понад 90 днів, сприяє підтриманню лактації протягом 340-360 днів, що являється незадовільним [11].

Сухостійний період необхідний для нормального розвитку плоду. Вважається, що він повинен становити 45-60 днів. Дуже короткий сухостійний період призводить до народження слабкого приплоду і негативно позначається на наступній молочній продуктивності. За тривалого сухостійного періоду зростає непродуктивний період. Для молодих, високопродуктивних і ослаблених корів сухостійний період можна подовжувати до 70 днів [11, 13].

Дотримання правил техніки доїння корів сприяє одержанню максимального надою. Процес доїння складається з основного процесу і допоміжних операцій (підготовчі та заключні). Підготовчих операцій шість: перехід оператора з доїльним апаратом до чергової корови, обмивання вимені теплою водою 40-45 °С, витирання його рушником, масаж вимені, здоювання перших струйок молока і надягання доїльних стаканів на соски. Заключних операцій також шість: перехід оператора до корови, машинне додоювання, відключення й зняття доїльних стаканів, контроль стану вимені, злив молока. Позитивний вплив на повноту видоювання має масаж вимені, при якому надій підвищується на 8-12 % [15].

Вік тварин при першому осімененні. Встановлено, що телиць доцільно осіменяти у 16-18-місячному віці живою масою 75 % маси дорослих корів. Як раннє запліднення в дуже молодому віці, так і пізнє – у віці двох років і більше, – небажані. Раннє тільність може призвести до припинення росту і розвитку телиці, а також до зниження її молочної продуктивності. При пізньому заплідненні часто спостерігається яловість тварини. Можливе осіменіння добре розвинених телиць у 14-16-місячному віці і менше [11, 12].

Ріст та розвиток телиць. Між добовим приростом маси молодняку і надоєм корів є середня позитивна кореляція. Так, в перший рік життя рекомендуються середньодобові прирости 650-700 г [16].

Час добу. При дворазовому доїнні кількість молока, надоєного ввечері, становить в середньому 40 %, а вранці – 60 % від добового надою [9].

Температура зовнішнього повітря. Оптимальні параметри мікроклімату для корів наступні: температура повітря – 5...15 °С, відносна вологість – 70...75 %, повітрообмін на 1 ц живої маси – 17 м<sup>2</sup>/год, швидкість руху повітря – 0,5 м/с, концентрація вуглекислоти – 0,25 %, аміаку – 20 мг/м<sup>2</sup> [15].

Утримання корів у холодних приміщеннях знижує надої на 10-12 %. Досвідами академіка І. С. Попова було встановлено, що зниження температури в корівнику на кожні 10 °С за інших рівних умов викликало зменшення надоїв на 7-10 %. На продуктивність молочних корів суттєво впливає літня спека. По мірі підвищення температури зменшується як продуктивність, так і склад жиру в молоці [11].

Сезон отелення. Впливає на рівень продуктивності через зміни умов годівлі та кліматичних факторів, які спостерігаються у господарствах протягом року. Найбільш сприятливим сезоном на Україні для одержання великих надоїв в господарствах з доброю забезпеченістю кормами є зимовий період. При отеленні в цей період у перші місяці лактації одержують підвищені надої під впливом активної дії ендокринної системи. Друга половина лактації відбувається в умовах весняно-літнього сезону, коли є достатня кількість повноцінних кормів, – спостерігається другий підйом лактаційної кривої. У корів спостерігається двовершинна лактаційна крива. У господарствах з незадовільною кормовою базою найкращим сезоном отелення є весняно-літній [12].

За даними опитування 12 експертів сформовано матрицю парних порівнянь факторів  $A_1, A_2, \dots, A_{16}$ :

$$A = \begin{bmatrix} & A_1 & A_2 & A_3 & A_4 & A_5 & A_6 & A_7 & A_8 & A_9 & A_{10} & A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} & A_{15} & A_{16} \\ A_1 & 1 & 8/5 & 7/5 & 7/5 & 3/5 & 9/5 & 7/5 & 6/5 & 3/5 & 4/5 & 7/5 & 4/5 & 3/5 & 7/5 & 7/5 & 2/5 \\ A_2 & 5/8 & 1 & 7/8 & 7/8 & 3/8 & 9/8 & 7/8 & 6/8 & 3/8 & 4/8 & 7/8 & 4/8 & 3/8 & 7/8 & 7/8 & 2/8 \\ A_3 & 5/7 & 8/7 & 1 & 7/7 & 3/7 & 9/7 & 7/7 & 6/7 & 3/7 & 4/7 & 7/7 & 4/7 & 3/7 & 7/7 & 7/7 & 2/7 \\ A_4 & 5/7 & 8/7 & 7/7 & 1 & 3/7 & 9/7 & 7/7 & 6/7 & 3/7 & 4/7 & 7/7 & 4/7 & 3/7 & 7/7 & 7/7 & 2/7 \\ A_5 & 5/3 & 8/3 & 7/3 & 7/3 & 1 & 9/3 & 7/3 & 6/3 & 3/3 & 4/3 & 7/3 & 4/3 & 3/3 & 7/3 & 7/3 & 2/3 \\ A_6 & 5/9 & 8/9 & 7/9 & 7/9 & 3/9 & 1 & 7/9 & 6/9 & 3/9 & 4/9 & 7/9 & 4/9 & 3/9 & 7/9 & 7/9 & 2/9 \\ A_7 & 5/7 & 8/7 & 7/7 & 7/7 & 3/7 & 9/7 & 1 & 6/7 & 3/7 & 4/7 & 7/7 & 4/7 & 3/7 & 7/7 & 7/7 & 2/7 \\ A_8 & 5/6 & 8/6 & 7/6 & 7/6 & 3/6 & 9/6 & 7/6 & 1 & 3/6 & 4/6 & 7/6 & 4/6 & 3/6 & 7/6 & 7/6 & 2/6 \\ A_9 & 5/3 & 8/3 & 7/3 & 7/3 & 3/3 & 9/3 & 7/3 & 6/3 & 1 & 4/3 & 7/3 & 4/3 & 3/3 & 7/3 & 7/3 & 2/3 \\ A_{10} & 5/4 & 8/4 & 7/4 & 7/4 & 3/4 & 9/4 & 7/4 & 6/4 & 3/4 & 1 & 7/4 & 4/4 & 3/4 & 7/4 & 7/4 & 2/4 \\ A_{11} & 5/7 & 8/7 & 7/7 & 7/7 & 3/7 & 9/7 & 7/7 & 6/7 & 3/7 & 4/7 & 1 & 4/7 & 3/7 & 7/7 & 7/7 & 2/7 \\ A_{12} & 5/4 & 8/4 & 7/4 & 7/4 & 3/4 & 9/4 & 7/4 & 6/4 & 3/4 & 4/4 & 7/4 & 1 & 3/4 & 7/4 & 7/4 & 2/4 \\ A_{13} & 5/3 & 8/3 & 7/3 & 7/3 & 3/3 & 9/3 & 7/3 & 6/3 & 3/3 & 4/3 & 7/3 & 4/3 & 1 & 7/3 & 7/3 & 2/3 \\ A_{14} & 5/7 & 8/7 & 7/7 & 7/7 & 3/7 & 9/7 & 7/7 & 6/7 & 3/7 & 4/7 & 7/7 & 4/7 & 3/7 & 1 & 7/7 & 2/7 \\ A_{15} & 5/7 & 8/7 & 7/7 & 7/7 & 3/7 & 9/7 & 7/7 & 6/7 & 3/7 & 4/7 & 7/7 & 4/7 & 3/7 & 7/7 & 1 & 2/7 \\ A_{16} & 5/2 & 8/2 & 7/2 & 7/2 & 3/2 & 9/2 & 7/2 & 6/2 & 3/2 & 4/2 & 7/2 & 4/2 & 3/2 & 7/2 & 7/2 & 1 \end{bmatrix}$$

За формулою (4) знаходимо ваговий вектор:

$$w = \left( \frac{5}{2}, \frac{8}{2}, \frac{7}{2}, \frac{7}{2}, \frac{3}{2}, \frac{9}{2}, \frac{7}{2}, \frac{6}{2}, \frac{3}{2}, \frac{4}{2}, \frac{7}{2}, \frac{4}{2}, \frac{3}{2}, \frac{7}{2}, \frac{7}{2}, 1 \right).$$

Нормований вектор  $w$  має вид:

$$w = \left( \frac{5}{89}, \frac{8}{89}, \frac{7}{89}, \frac{7}{89}, \frac{3}{89}, \frac{9}{89}, \frac{7}{89}, \frac{6}{89}, \frac{3}{89}, \frac{4}{89}, \frac{7}{89}, \frac{4}{89}, \frac{3}{89}, \frac{7}{89}, \frac{7}{89}, \frac{2}{89} \right).$$

Отже:

$$w_6 > w_2 > w_3 = w_4 = w_7 = w_{11} = w_{14} = w_{15} > w_8 > w_1 > w_{10} = w_{12} > w_5 = w_9 = w_{13} > w_{16}.$$

З цього слідує:

$$A_6 \text{ f } A_2 \text{ f } A_3 \approx A_4 \approx A_7 \approx A_{11} \approx A_{14} \approx A_{15} \text{ f } A_8 \text{ f } A_1 \text{ f } A_{10} \approx A_{12} \text{ f } A_5 \approx A_9 \approx A_{13} \text{ f } A_{16}.$$

## 2. Фактори впливу на температуру молока



Рис. 4. Комплекс факторів впливу на температуру молока

Комплекс факторів впливу на температуру молока тварини, показано на рис. 4.

Час доби. Проведеними К.Б. Свечиним та Є.І. Адмінім дослідженнями підтверджено закономірний характер добових коливань температури молока у корів. Дослідження показали, що добовий ритм фізіологічних функцій тварин відповідає ритмічним змінам температури

та вологості повітря. Мінімальна температура молока вранці – між 03: 00 та 06: 00 годинами, а максимальна – ввечері – між 17: 00 та 19: 00 годинами. Різниця між ранішньою та вечірньою температурою складає не більше 0,8 °С [17].

Годівля та напування. Температура підвищується від 0,1 до 1,5 °С в перші 3-4 години після прийому кормів, особливо у молочних корів після годівлі їх концентратами. Напування холодною водою помітно знижує температуру [6].

Температура навколишнього повітря. При тривалому знаходженні на сонці або в душних приміщеннях у корів підвищується температура молока на 1-1,8 °С і більше [6]. У роботі [18] встановлено наявність впливу температури навколишнього повітря на температуру молока і встановлено кореляцію між ними.

Коливання температури молока корови залежно від температури навколишнього повітря можна простежити також у дослідженні [19] (табл. 2).

За даними опитування 12 експертів сформовано матрицю парних порівнянь факторів  $V_1, V_2, V_3$ :



$$B = \begin{bmatrix} & B_1 & B_2 & B_3 \\ B_1 & 1 & 5/7 & 9/7 \\ B_2 & 7/5 & 1 & 9/5 \\ B_3 & 9/7 & 5/7 & 1 \end{bmatrix}$$

Таблиця 2

Період	Температура молока корів протягом дослідження		Кількість спостережень
	Температура зовнішнього повітря, °С	Час доїння	
		ранок	вечір
		Температура молока, °С	
Прохолодний	22,5...34,5	38,5...38,8	38,5...38,9
Жаркий	18...29,5	39,1...39,3	39,2...39,4

Знаходимо ваговий вектор:

$$w = \left( \frac{7}{9}, \frac{5}{9}, 1 \right).$$

Нормований вектор  $w$  має вид:  $w = \left( \frac{7}{21}, \frac{5}{21}, \frac{9}{21} \right).$

Отже:  $w_3 > w_1 > w_2.$

З цього слідує:  $B_3 \gg B_1 \gg B_2.$

Найбільш важливі фактори впливу на фізіологічний стан тварини, показано на рис. 5.

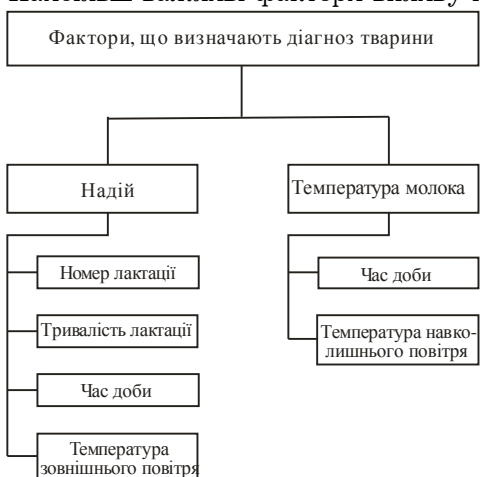


Рис. 5. Класифікація факторів впливу на фізіологічний стан тварини

**Висновки.** В даній роботі, з метою покращення результатів діагностики ФСЛК, проведено оцінку важливості факторів впливу на параметри лактуючих корів «надій» і «температура молока» на основі спрощеного метода аналізу ієрархій та виділено найбільш важливі з них. Так, з 16 факторів впливу на надій обрано 4 найбільш важливих («Номер лактації», «Тривалість лактації», «Час доби», «Температура зовнішнього повітря»), з 3-х факторів впливу на температуру молока – 2 найбільш важливих («Час доби», «Температура навколишнього повітря»).

В подальшому отримані результати будуть використані при розробці системи діагностики ФСТ на основі нечіткої логіки.

### Література

1. Справочник по болезням жвачных / В.К. Чернуха и др. – К.: Урожай, 1987. – 352 с.
2. Попов О.Я. Велика рогата худоба. – 3-є вид., перероб. і доп. – К.: Вища школа. Головне видавництво, 1982. – 344 с.
3. Бриль В.С., Пошкурлат І.Г. Гігієна одержання молока і профілактика маститів у корів. – Київ.: Урожай, 1984. – 72 с.
4. Луценко М., Смоляр В. Прилади для контролю якості виконання технологічних процесів у тваринництві // Техніка АПК. – 2005. – № 5– 6. – 32– 34.
5. Gil Z. Milk temperature fluctuations during milking in cows with subclinical mastitis // Livestock Production Science. – 1988. – № 20. – P. 223– 231.
6. Fordham D.P., Rowlinson P., McCarthy T.T. Oestrus detection in dairy cows by milk temperature measurement // Res Vet Science. – 1988. – № 44 (3). – P. 366– 374.
7. Firk R., Stamer E., Junge W., Krieter J. Systematic effects on activity, milk yield, milk flow rate and electrical conductivity // Arch. Tierz. – 2002. – № 3. – P. 213– 222.
8. Ногин В.Д. Упрощенный вариант метода анализа иерархий на основе нелинейной сверстки критериев // ЖВМиМФ. – 2004. – т. 44. – № 7. – С. 1259-1268.
9. Изилов Ю.С. Основы молочного и мясного скотоводства. – М.: Агропромиздат, 1985. – 349 с.
10. Інструкція з бонітування великої рогатої худоби молочних і молочно-м'ясних порід [Електронний ресурс] – Режим доступу: <http://agroua.net/animals/catalog/ag-1/a-3/info/aig->

41/ai-6/. – 21.01.2004 р. – Назва з титул. екрана.

11. Основи тваринництва і ветеринарної медицини / А.І. Вертійчук. – К.: Урожай, 2004. – 656 с.
12. Попов О.Я. Велика рогата худоба. – 3-є вид., перероб. і доп. – К.: Вища школа. Головне видавництво, 1982. – 344 с.
13. Животноводство / Е.А. Арзуманян, А.П. Бегучев, В.И. Георгиевский и др.; Под ред. Е.А. Арзуманяна. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Агропромиздат, 1985. – 448 с.
14. Основы животноводства / Под ред. В.А. Рашек. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Колос, 1981. – 280 с.
15. Молочная продуктивность скота [Электронный ресурс] – Режим доступа: [http://www.treeland.ru/article/kopoba/tado/molo4naa\\_produkktivnoct\\_ckota.htm](http://www.treeland.ru/article/kopoba/tado/molo4naa_produkktivnoct_ckota.htm). – Назва з титул. екрана.
16. Высокопродуктивное молочное скотоводство / Сост. Э.К. Вальдман, М.К. Карелсон. – М.: Колос, 1982. – 270 с.
17. Свечин К.Б. Индивидуальное развитие с/х животных. – 2-е изд., перер. и доп. – К.: Урожай, 1976. – 288 с.
18. Осадчий С.І., Версаль Ю.В. Дослідження залежності між температурою молока та температурою навколишнього повітря для побудови системи підтримки прийняття рішень про фізіологічний стан лактуючих корів // Конструювання, виробництво та експлуатація сільськогосподарських машин. – 2010. – вип. 40. – част. I. – С. 203-210.
19. West J. W., Mullinix B. G. and Bernard J. K. Effects of Hot, Humid Weather on Milk Temperature, Dry Matter Intake, and Milk Yield of Lactating Dairy Cows // J. Dairy Sci. – 2003. – № 86. – P. 232-242.

**УДК 339.137.2: 620.2**

**І.М. БАЙДАКОВА**

Полтавський університет споживчої кооперації

## **МЕТОДИ ОЦІНКИ ЯКОСТІ ВЗУТТЯ І ШКІР ДЛЯ ВЕРХУ ВЗУТТЯ**

Задоволення попиту населення у взутті залежить від рівня його якості. Для оцінки якості взуття і шкір для верху взуття дуже важливо підібрати комплекс методів оцінки якості.

**The satisfaction of population' needs in shoes depends on its quality level. It is very important to select the complex of the methods of marking for shoes and leather for shoes upper' marking.**

Ключові слова: якість, шкіра для верху взуття, асортимент, метод оцінки якості.

**Key words: quality, leather for shoes upper, assortment, method of quality marking.**

Постановка проблеми у загальному вигляді і її зв'язок з важливими науковими та практичними завданнями. На даний час рівень розвитку виробництва продукції в Україні знаходиться на етапі реформування, оскільки застарілі технології, фізичний знос техніки та обладнання не дозволяють ефективно конкурувати продукції на вітчизняному і світовому ринках. Продукція випускається підприємствами низької якості. В такому ж стані знаходяться підприємства шкіряно-взуттєвої промисловості.

Потреби споживачів у взутті постійно зростають, змінюється їх характер. Нині через зміни умов праці, побуту, відпочинку та культурно-освітнього рівня споживачів їхні вимоги до різноманітності та якості взуття підвищуються. Споживачеві потрібне взуття не тільки повсякденне або домашнього використання, а й для виконання різних видів робіт, активного відпочинку, занять спортом, а також вихідне, нарядне, з різними конструктивними особливостями, залежно від сезону року та кліматичних умов.

Задоволення попиту населення у взутті залежить не тільки від збільшення обсягу його виробництва, а й від формування асортименту взуття та рівня його якості. Оскільки якість взуття оцінює покупець, його оцінка зумовлює попит на конкретні види виробів.

Вимоги покупців до взуття дуже високі. Найважливішими стають естетичні властивості чоловічого, жіночого й дитячого взуття, зокрема модного.

Модельне (модне) взуття має вирізнятися повсякденною новизною та оригінальністю фасону й моделі, високоякісними матеріалами, з яких його виготовлено, високим рівнем виконання технологічних операцій у процесі виробництва, наявністю модної фурнітури та ін.

Якість взуття оцінюють за показниками його споживчих властивостей з урахуванням специфічних вимог до них, що визначаються умовами реальної експлуатації. Правильно визначити якість взуття неможливо без вивчення його властивостей, визначення одиничних показників та проведення належних досліджень під час його експлуатації [1].

**Аналіз останніх досліджень, у яких започатковано вирішення проблеми.** Аналіз методів оцінки якості виробів показав, що єдиного числового критерію оцінки якості шкір та взуття до цих пір нема, мало робіт з аналізу методів оцінки якості взуття і шкір для верху взуття.

**Цілі статті.** В своїй статті ми проаналізуємо методи оцінки якості взуття і шкір для верху взуття і дамо свої рекомендації щодо їх використання.

**Виклад основного матеріалу дослідження з повним обґрунтуванням отриманих наукових результатів.** Проблема підвищення якості рівня конкурентоспроможності вітчизняної продукції в умовах подальшого розвитку економіки пов'язана, насамперед, з розробкою системи управління конкурентоспроможністю.

Фактори успіху будь-якого підприємства в конкурентній боротьбі – це завоювання конкурентних переваг. При цьому недостатньо систематизовані поняття і методологія для вивчення рівня конкурентоспроможності підприємства як найважливішого інструмента посилення позицій підприємства в конкурентній боротьбі, слабо дослідженні питання розробки й практичного використання кількісного підходу для оцінки результатів управління конкурентними перевагами.

В даній роботі подані методи оцінки якості взуття і шкір для верху взуття.

Взуття є предметом першої необхідності і належить до найважливіших товарів народного споживання. Потреби споживачів на взуття постійно зростають і змінюється їх характер. На даний час у зв'язку зі зміною умов праці, побуту та відпочинку, а також культурно-освітнього рівня споживачів вимоги до взуття стають дедалі різноманітними. Тому сучасний ринок взуття та шкір характеризується інтенсивним розвитком та посиленням конкуренції серед вітчизняних та зарубіжних виробників. Тема статті є актуальною, так як дедалі більше український ринок взуття насичується імпортними виробами, нерідко не найкращого ґатунку, а вітчизняний виробник, покинувши потужні фабрики, перебрався у рятівну тінь напівкустарних майстерень. Саме тому варто оцінити потенціал і проаналізувати можливості України у цій сфері.

Метою роботи є об'єктивне дослідження методів оцінки якості взуття та шкір, можливості та перспективи його розвитку, аналіз проблем та пропозиції стосовно їх розв'язання. За даними управління статистики потужності вітчизняної взуттєвої промисловості дозволяють виробляти до 120-130 млн пар взуття щорічно. Проте останнім часом використовуються вони лише на 10-12 %. Асортимент представлених у роздрібній торгівлі товарів закордонного виробництва розширився у 7 разів, а виробів українських взуттєвників збувся у 2,5 рази.

Вихід із кризового економічного положення можливий тільки на основі забезпечення конкурентоспроможності вітчизняної продукції в межах країни в результаті проведення кардинальних реформ і перетворень.

Проблема конкурентоспроможності в тому числі якості продукції є принципово новою для нашої країни. Метою дослідження, яке проводиться нами, є розробка методів оцінки якості натуральних шкір для верху взуття виготовленої на підприємствах України, а також рекомендація методів оцінки якості взуття і шкір для верху взуття.

Вирішення проблеми підвищення якості можливе у тому випадку, коли ми будемо знати кількісно виражену оцінку якості виробів.

Для характеристики якості шкір, призначених для виготовлення верху взуття, як і для оцінки взуття, використовуються дослідне носіння, органолептична оцінка та лабораторні випробування, які включають мікроскопічний, хімічний та фізико-механічний аналізи.

Дослідне носіння. Однією з важливих характеристик якості шкіри та взуття є її надійність, тобто властивість чинити опір зношенню за певних умов експлуатації чи випробувань.

Існує спеціальна методика проведення дослідного носіння для дослідження якості взуття та шкір для верху взуття: встановлено кількість зразків, які потрібні для отримання достовірних даних (50 – 100), виявлені характерні категорії носіїв та умов носіння, розроблена класифікація дефектів.

Для виготовлення лівих дослідних півпар взуття повинні використовуватися дослідні шкіри (з індексом Д – дослідні), праві контрольні (з індексом – К) – шкіри заводського виробництва, оброблені за стандартною методикою. Шкіри для взуття дослідної партії повинні бути вироблені за методом почергових половинок. Половинки від однієї шкіри повинні бути замарковані одним порядковим номером з індексом Д і К.

Розкрій шкір для лівої та правої півпар взуття повинен проводитись із симетричних ділянок половинок однієї тієї ж шкіри, замаркованих одним і тим ж номером з індексом Д і К. в процесі розкрою необхідно замаркувати деталі заготовок – ліва і відповідна їй права деталь повинні мати однаковий порядковий номер. В подальшому маркувальний номер повинен бути перенесений на підкладку.

При з'єднанні лівих і правих півпар необхідно керуватися маркувальними номерами. На решту деталей взуття повинні використовуватися матеріали існуючого виробництва.

Розкрій та виготовлення взуття повинні проводитись під наглядом замовника. Партія взуття повинна виготовлятися відповідно до діючої технології, відповідати вимогам державного стандарту, мати зовнішній вигляд, бути прийнятою ОТК підприємства. Дослідна партія взуття, яка складається з 50 пар, повинна бути виготовлена у наступному асортименті, поданому у табл. 1.

Розмір, мм	245	250	255	260	265	270	275	280	285	290
Кількість пар	1	4	5	4	11	10	5	5	2	3

До партії взуття потрібно додати акт з зазначенням всіх особливостей технології виготовлення взуття, результатів хімічного аналізу та фізико-механічних випробовувань дослідних та контрольних шкір, фізико-механічних випробовувань готового взуття, а також перелік матеріалів на всі деталі взуття.

Спостереження за станом взуття та шкір для верху взуття відбувається під час огляду взуття через встановленні проміжки часу з органолептичною оцінкою дефектів.

Метод дослідного носіння є дуже важливим, тому що дозволяє безпосередньо характеризувати якість взуття і шкіри. Проте тривалість випробовування, складність його проведення і значна витрата матеріальних засобів дозволяють використовувати цей метод обмежено, тільки під час наукових досліджень.

Для оцінки якості взуття та шкір для верху взуття частіше вдаються до таких швидких та простих методів, як органолептична оцінка та лабораторні випробовування.

Органолептична оцінка – найпростіший, але разом з тим важливий і в окремих випадках єдиний метод з'ясування властивостей продукції. Такі властивості шкір, як повнота шкіри і стан її лицевого шару, легкість, гриф, грубість, ніжність, дефекти шкіри і покриття можна з'ясувати тільки органолептично. Стійкість покриттів на шкірі до стирання (на сухій і вологій шкірі) визначають також за допомогою візуального спостереження за стиранням покриття.

Ці методи дозволяють швидко визначити вид сировини, з якої виготовлена шкіра. Органолептично визначають її сортність.

Для взуття органолептична оцінка також дуже важлива, та майже єдина для естетичних властивостей взуття, таких як: фасон, тобто форма носково-пучкової частини та підбора, їх відповідність сучасному стилю; модель, тобто характер крою заготовки, наявність різних декоративних елементів, їх види, оригінальність, новизна; вид матеріалів для виготовлення зовнішніх та внутрішніх деталей заготовки, характер оброблення лицьової поверхні, колір матеріалу верху взуття має бути сучасним і відповідати його призначенню; вид і колір матеріалу підошви, який має гармоніювати зі всією конструкцією заготовки; виразність, яскравість та охайність нанесення маркування.

Під час органолептичної оцінки органи чуттів є перетворювачами того чи іншого відчуття. У цьому випадку числові значення показників якості визначаються шляхом аналізу цих відчуттів на основі одержаного досвіду. Тому точність і достовірність значень цих показників залежить від кваліфікації, навиків та здібностей працівників, які їх визначають.

Органолептична оцінка широко використовується крім визначення естетичних також і для ергономічних та інших показників. Для вираження показників якості, які визначаються органолептично, як правило, використовують бальний спосіб, який повністю характеризує якість продукції. Для бальної оцінки якості рекомендується використовувати чотири оцінки якості: відмінно, добре, задовільно, погано [2]. У табл. 2 приведено два варіанти розподілення балів, які широко використовуються для бальної оцінки.

Таблиця 2

Розподілення балів	Варіант I	Варіант II
Відмінно	5	3
Добре	4	2
Задовільно	3	1
Погано	0	0

Проте органолептична оцінка не відображає багатьох властивостей шкіри, і є по суті деякою мірою суб'єктивною, недостатньо надійною; за неї показники не мають чітких кількісних виражень.

Лабораторні випробовування. Ці випробування – найоб'єктивніший і найточніший метод оцінки якості. Тривалість їх проведення за останні роки скорочується за рахунок впровадження експрес-методів. Лабораторні випробовування включають мікроскопічний, хімічний аналізи та фізико-механічні випробовування.

Під час мікроскопічного аналізу на основі вивчення мікрорізів шкіри і шкіри з покриттям можна охарактеризувати шкіру з точки зору регулярності сплетення пучків волокон, за кутом і компактністю сплетення, звистістю пучків волокон, можна спостерігати капілярно-пористу структуру шкіри. Спосіб покривного фарбування, склад покривної композиції впливають на величину питомої внутрішньої поверхні шкіри, що в свою чергу відображається на гігієнічних властивостях шкіри. Дослідження характеру розподілення компонентів

покриттєвої фарби на структурних елементах шкіри можливе також тільки при мікроскопічному аналізі.

На адгезійну міцність покриттів великий вплив спричиняє утворення на межі з субстратом шару адгезиву, який відрізняється за структурою і фізико-механічними властивостями від основної маси адгезиву. Це обумовлено ефектом далекодії, який проявляється особливо сильно у випадку полімерних адгезивів і покриттів завдяки особливості структури цих матеріалів – наявності великих надмолекулярних утворень. Силове поле твердої поверхні сягає в глибину сусідньої фази, це приводить до того, що значна за глибиною область адгезиву, яка прилягає до поверхні субстрату, залучається у сферу діяльності поверхневих сил. Це обумовлює особливості як адсорбції полімерів на твердих поверхнях, так і структури шару адгезиву, який прилягає до твердої поверхні.

Хімічний аналіз дає можливість на основі кількісного визначення судити про зміст складових частин шкіри, які у ряді випадків мають тісний зв'язок з їх якістю. Якість шкіри визначає вміст вологи, попелу, жирових речовин, голевої речовини, дубильних речовин (мінеральних, органічних зв'язаних і вимиваючих), наповнювачів, кислотність, основність на волокні.

Фізико-механічні випробовування встановлюють величини багатьох показників властивостей покриттів на шкірі, важливих для характеристики їх якості, наприклад, стійкість до багаторазового згину, адгезія, стійкість до стирання, паро (водо)проникність, термостійкість та ін. Фізико-механічні випробовування – основний метод визначення показників якості продукції за допомогою технічних вимірювальних засобів та пристроїв.

**Висновки.** Таким чином, аналіз методів показав, що під час оцінки якості взуття та шкір для верху взуття за величиною показників, які характеризують окремі властивості, повинні співставлятися результати всіх досліджень (хімічного, мікроскопічного аналізів, фізико-механічних досліджень), а також органолептичної оцінки, так як показники тільки в сукупності характеризують якість вказаної продукції.

#### Література

1. Байдакова Л.І. Товарознавство. Непродовольчі товари: взуттєві і хутрянні вироби / Людмила Іванівна Байдакова. – К.: Вища школа, 2007. – 183 с.
2. Зурабян К.М. Отделка кож / К.М. Зурабян, Л.І. Байдакова. – М.: Легкая и пищевая промышленность, 1984. – 184 с.

Надійшла до редакції  
16.10.2009 р.

UDC 621

**ELENA V. SHEPELYUK, VALERIY V. CHOIGIN**

Kherson National Technical University, Department of Mechanical Technology of Fiber Materials, Ukraine

**DAVID HUI**

University of New Orleans, Department of Mechanical Engineering, U.S.A.

**YURI M. STRZHEMECHNY**

Texas Christian University, Department of Physics and Astronomy, U.S.A.

**A POLYNOMIAL MODEL OF PROJECTILE KINETIC ENERGY REDUCTION  
BY A PROTECTIVE COMPOSITE TEXTILE MATERIAL**

Взаємодія між кулею й захисним матеріалом визначається кінетичною енергією кулі при її русі через захисний матеріал. У даній статті ми пропонуємо аналіз можливих варіантів закону погашення кінетичної енергії кулі захисним композитним текстильним матеріалом. Запропоновано просту функціональну залежність погашення кінетичної енергії кулі захисним матеріалом у формі полінома четвертого ступеня. Цей закон дозволяє істотно зменшити глибину поширення ударної хвилі в тілі людини для запобігання істотної травми. Три якісно різних варіанти погашення кінетичної енергії дозволяють вибрати відносно просту модель для адекватного проектування захисного матеріалу.

**Interaction between a projectile (bullet) and a protective material determines the magnitude of kinetic energy of the projectile as it moves through the material. In this paper we offer an approach to analyze possible scenarios of projectile's kinetic energy reduction by a protective composite textile material. A simple functional dependence of projectile's residual kinetic energy vs. protective material thickness is suggested in the form of quartic polynomial. Such dependence allows design of effective protective layers by reducing the depth of distribution of stress waves in human body, thus minimizing bodily injuries. Three qualitatively different scenarios of the projectile's kinetic energy reduction provide a relatively simple model for implementing an adequate choice of a protective textile material.**

Ключові слова: Погашення кінетичної енергії кулі; Захисний композитний матеріал; Хвилі удару.

Keywords: Projectile kinetic energy; Protective composite materials.

## 1. Introduction

Continuous enhancements in the design of projectiles are the primary driving force behind the development of projectile protection products. Creation of practical technologies for protective devices necessitates emergence of fundamentally new solutions. Designers of projectile-protection composite textile materials face a problem of creating such materials that are capable of reducing most of the projectile's kinetic energy before the projectile is within a direct reach of a human body [1]. Nearly all contemporary light composite protective materials allow a substantial amount of a residual kinetic energy of a projectile that is eventually absorbed by the human body and can lead to internal injuries.

In our work, as point of departure, we use two conclusions of the paper by Jun et al [2], in which the authors examine projectile impacts on Twaron/epoxy composite textile materials: (a) there is a robust correlation between projectile's striking and residual velocities on the one hand and projectile's striking and residual energies on the one other; (b) the reduction of striking energy or the increase of absorbed energy is approximately a quadric function of the striking velocity.

Noteworthy, in [3, 4] it was observed that the ratio of the kinetic energy of a bullet  $E_k$  to the area of its cross section  $A$  is approximately a constant. This conclusion is instrumental for the analysis of the conditions of a projectile kinetic energy reduction by a textile material. Moreover, in [5] it was suggested to determine the total kinetic energy loss of a projectile within a multilayered sample (with all the layers made of the same or different types of fabric) according to the following equation:

$$-DE_k = \sum_{i=1}^{i=N_L} \frac{1}{r_{Fi}} \int_0^{A_i} f_i(a) da \quad (1)$$

Here the areal density  $a = \rho_F x$  is proportional to the total fabric mass/volume, (as distinct from the yarn filament density)  $\rho_F$  and to the depth of projectile penetration to into the fabric  $x$ .  $A_i$  – total areal density of a collection of fabric layers of type  $i$ ;  $N_L$  – the number of different types of fabric in a pack. For the purposes of our studies we will determine reduction of the projectile kinetic energy within each textile layer.

Cheeseman and Bogetti [6] pointed out that the projectile-induced impact and perforation of woven materials and compliant laminates depends on many conditions, such as yarn properties, fabric structure, projectile's geometry and velocity, the reaction of a multilayer material, interaction between multiple plies, the far-field boundary conditions, as well as friction between the yarns themselves and between the yarns and the projectile. In the analysis of the mechanism of the deformation of a composite material [7,8] special attention was focused on the insufficient

sensitivity of the plastic energy dissipation. It was asserted that less than a third of the impact energy is scattered due to the plasticity of a material, whereas the remaining energy is transformed into a kinetic energy the rigid-body motion. The authors proposed to use the ratio of the plasticity energy to the total impact energy as a defining parameter and concluded that the mechanism of deformation and failure of the studied structures was not adequately examined. In our opinion it is expedient to consider the total reduction of the projectile's kinetic energy. A model of stress wave propagation was developed in [9]. Raju et al [10] conducted studies of the impact resistance of woven fabric composites at different weaving angles. It was shown that the breakdown threshold of woven fabrics having a weave angle of  $20^\circ$  is  $\sim 45\%$  higher than that of laminates made with  $90^\circ$  weave angle, whereas the energy absorbed in the woven fabric increases as the weave angle decreases, because a large area of the fabric participates in the damage process. These results determined our choice for the case of the most unfavorable impact – with a  $90^\circ$  weave angle. Lim and co-authors [11] experimentally confirmed correlation between the residual speed of the bullet and the impact velocity, in agreement with the hypothesis suggested in [12] that the dynamic penetration energy is constant for a range of impact velocities. These conclusions should be taken into consideration when analyzing the law of kinetic energy reduction for a projectile.

Synopsizing results referenced above, one can recognize a prevailing opinion that, in compliance with the laws of ballistics, there is a rapid transformation of kinetic energy into deformational potential energy of the protective material. However, propagation of stress and strain from the place of contact of the projectile with the protective material occurs with the speed smaller than the impact velocity. Therefore elucidation of the impact parameters is a complex problem lacking comprehensive resolution.

Since the projectile mass is much smaller than the mass of the protective material, to simplify the analysis of the impact, it is usually assumed that almost the entire kinetic energy of the projectile is expended onto the deformation of the protective material.

In our opinion it is essential when developing new means of protection to identify such a theoretical dependence of kinetic energy reduction for a projectile that ensures its straightforward application for each specific case.

Below we suggest a rational law of reduction of the projectile's kinetic energy by light flexible textile-composite protective materials. The proposed law minimizes penetration of pressure waves into a human body.

## 2. Models, methods and discussion

An illustrative example of a process, in which a reduction of the impact kinetic energy is facilitated by an elasto-compressible material, is a collision of a football (soccer ball) with the goal net (Fig.1). The initial tension of the net,  $t_{min}$ , made of relatively thick twisted threads, is close to zero. At the onset of the impact, the net yields with a minimum resistance to the ball's pressure  $P_{beg}$  and begins to shift away from its initial position. This leads to the increase of tension in and deformation of the net's threads. In the vicinity of the ball-net contact area a funnel is formed of a nearly circular shape. Further away from the ball the shape of the deformation of the net depends on the relative position of the ball and the boundaries of the net. In addition to this, outward waves of stress and strain start to propagate through the net. Work done to deform the net reduces to zero the kinetic energy of the ball  $E_k$ . For simplicity, Fig.1 shows only the resultant forces without detailed depiction of the reaction force components in the net. At the maximum displacement of the net from equilibrium, the integrated tension in all the threads reaches a maximum value  $T_{max}$ . In this case, the tension in each individual thread remains below its durability to rupture value. An increase in the tension of the net from  $t_{min}$  to  $T_{max}$  leads to the growth of the resultant force of resistance  $P_R$ . Variations of  $E_k$  and  $P_R$  remain interdependent from the moment the ball strikes the net and to the moment when it stops. In our opinion, interaction between the ball and the net can serve as an analog process of the impact of a projectile on a protective composite textile material.

Let us examine requirements for the law of projectile's kinetic energy reduction from the standpoint of bodily injury minimization.

Within a standard approach to this kind of problem, a graphical interpretation of any functional dependence is performed after the derivation of pertinent mathematical equations. In this paper, to address the goals defined above, we solve an inverse problem: first we investigate graphical representations of the varying parameters and then determine explicit functional dependences rendering best fits.

To illustrate the procedure of validation of a given selected dependency of projectile's kinetic energy on its location inside the composite material  $E_k = f(X)$ , we present, in Fig. 2, an idealized cross-section of a protective textile composite material of thickness  $B_S$  (the sagging of the sandwich layers is not shown). Within the  $B_{ud}$  segment, the projectile destroys the sandwich layers. The thickness of the undamaged sandwich layers is denoted as  $B_{uh}$ . The projectile compresses the unpierced part of  $B_{uh}$ , which in turn presses to clothing and human body. The projectile does not

stop at the boundary between the pierced and unpierced parts of the composite as shown in Fig. 1. It remains in motion coupled with the unpierced segment of the composite into the human body, producing a shockwave and an impulse of a blunt impact to the entire human body resulting in shock and injuries.

Penetration depths into the human body of the projectile, undamaged sandwich layers originating during the impact in the undamaged layers are labeled, for three different scenarios, as  $D_{s0}$ ,  $D_{s1}$ , and  $D_{s2}$ . Point A indicates the initial level of the projectile's kinetic energy  $E_{kBA}$ . Point B corresponds to the residual level of kinetic energy of the projectile  $E_{krB}$  at the moment when destruction of the sandwich layers stops whereas the projectile and the protective material begin deepening into the human body and setting up hazardous shockwaves.

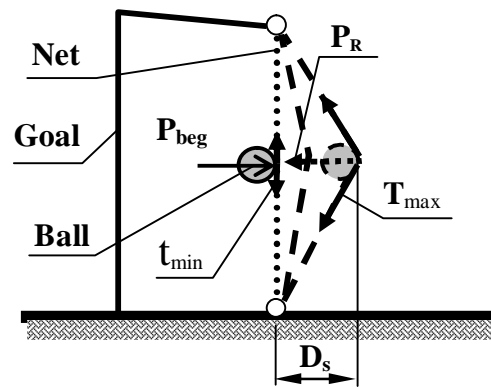


Fig. 1. Schematic force diagram of the "ball-net" system

Points  $C_0$ ,  $C_1$  and  $C_2$  correspond to the residual levels of kinetic energy  $E_{krC0}$ ,  $E_{krC1}$ , and  $E_{krC2}$  for different functional dependencies of the kinetic energy absorption. Points  $D_0$ ,  $D_1$  and  $D_2$  correspond to the maximum depths of penetration of the projectile coupled with the protective material into the human body with simultaneous formation of shockwaves with maximum intensity. At these points the deepening of the protective material and the projectile stops, their kinetic energy becomes zero, and the remaining energy of the shockwaves propagates deeper into the human body. The depth of further spread of the shockwaves depends on many factors. Particular physical properties of the unpierced part of the protective sandwich as well as human body may yield different dependencies for the reduction of the projectile's kinetic energy vs. deformation and, hence, different hazard levels of the shockwaves. Designers of the projectile-protection composite should meet the primary goal of minimizing the deepening of the protective material and the projectile into the human body. Detailed analysis of the projectile-composite interaction, physical mechanisms of kinetic energy reduction, as well as the design technologies for the protective composite sandwiches will be provided elsewhere [13].

For convenience, the working range of a dimensionless uniform argument  $X$  was chosen to lie between 0 and 1. This makes it possible to equate the maximum variation interval  $X_{int}^{max} = 1.0$  to a physical quantity of an arbitrary dimension depending on the sandwich design (continuous or discrete structure). For example, in Fig. 2 we plot curves for  $E_{kBA} = 400$  J and for a real physical value of the argument  $X_{int}^{max} = 1.0$  ( $= 22$  mm) corresponding to the full distance over which the kinetic energy is brought to zero by the sandwich layers and the protective clothing. Layer number can be used as a convenient natural argument when designing protective sandwich materials made of separate layers of equal thickness. We recognize that this interpretation of the argument is not conventional but could be convenient for development of a composite material.

Let us examine three possible scenarios of the kinetic energy reduction for a projectile within the depth  $B_{ud}$  of the damaged sandwich (for convenience we assume that for these three scenarios, the projectile will have the same value of kinetic energy at point B, i.e. when it stops piercing the sandwich layers):

- 1) Uniform reduction of projectile's kinetic energy;
- 2) Delayed reduction of projectile's kinetic energy;
- 3) Accelerated reduction of projectile's kinetic energy.

### 2.1. Uniform reduction of projectile's kinetic energy

In principle, it is possible to create a multilayer composite protective material, in which each layer of equal thickness  $\Delta X$  will dissipate equal amount of kinetic energy  $\Delta E_k = \text{Const}$ . As the projectile advances, and its  $E_k$  is reduced, each new layer of the sandwich will be subject to decreasing pressure. Therefore, to maintain the range of energy reduction  $\Delta E_k$ , each new layer of the protective sandwich must have physical properties different from those of the preceding layer. As a result, each new layer must produce an equal effective resistance at the expense of creating unequal force of resistance. Thus, over the AB section of the damaged layers there will be a linear functional dependence (dash straight line  $Y_0$ ). Subsequently, it should be noted that whereas the structure of the sandwich layers can be adjusted through design, the texture of the human body at the point of impact can vary in density and strength. Therefore different versions of changes in  $E_k$  are possible at the stage when the remaining unpierced layers  $B_{uh}$  are having been pressed into the clothing and the human body. For example, continuation of the linear functional behavior of  $E_k$  reduction down to a zero value is possible in the stomach area (point D1). By the same token, in



the chest area an accelerated process of  $E_k$  reduction down to a zero value might be observed (point  $D_0$ ). The  $BC_0D_0$  segment can be approximated by a quadric polynomial. The magnitude of the deepening of the unpierced layers of the protective material, the projectile and the shockwaves into the human body will be spreading to the depth of  $D_{s1}$  under a uniform reduction of  $E_k$  and to a smaller depth of  $D_{s0}$  under an accelerated one.

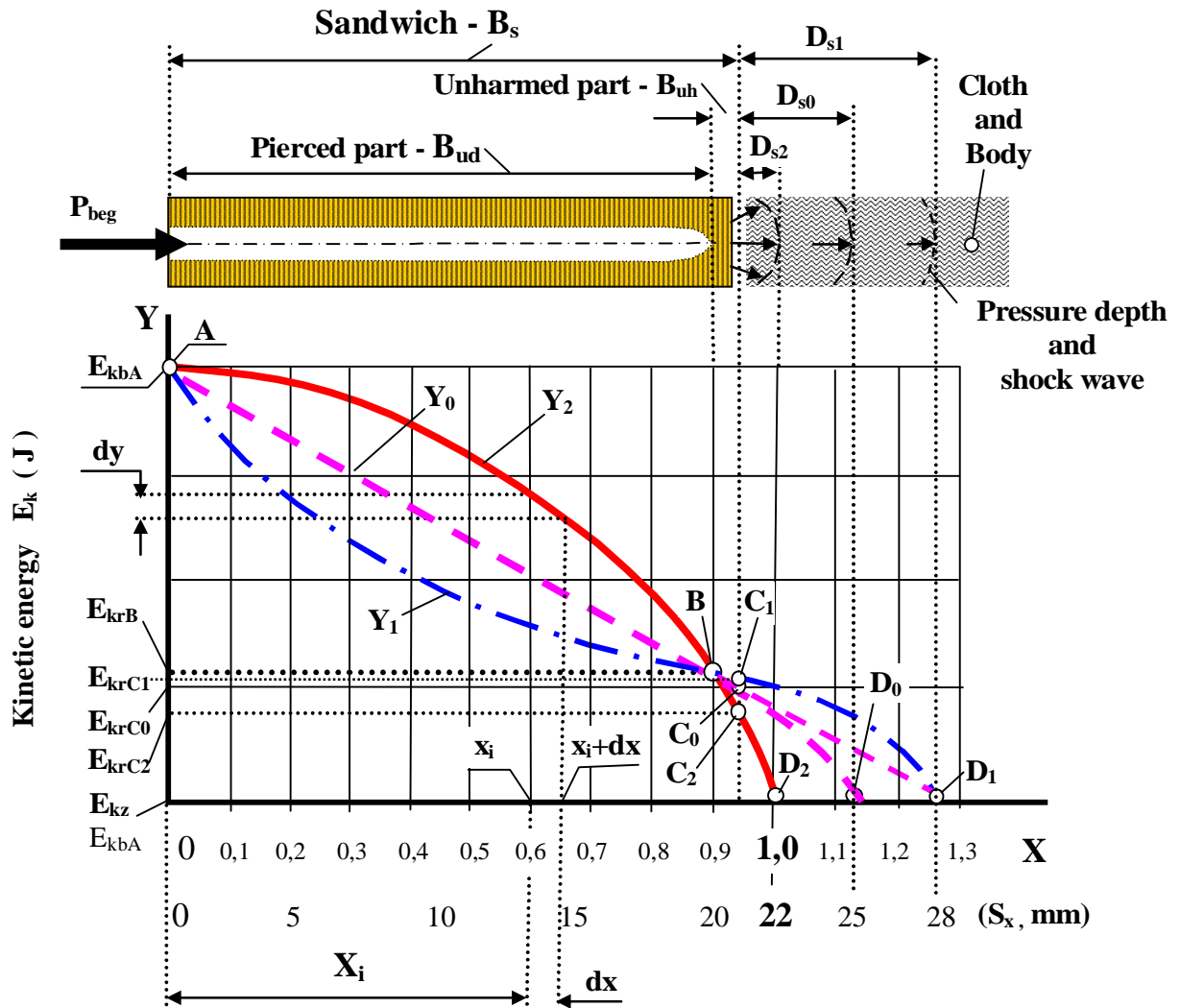


Fig. 2. Scenarios of projectile kinetic energy reduction by a composite material.

### 2.2. Delayed reduction of projectile's kinetic energy

If each subsequent layer of the sandwich will dissipate a smaller value of  $\Delta E_k$ , then this decelerating process can be approximated by the dot-and-dash line  $Y_1$ . If this process is also continued over the section where the shockwaves propagate inside the human body, then the pressure depth of  $D_s$  will be prohibitively greater than  $D_{s1}$ . In the best case, one can accept for the  $BD_1$  segment an accelerated reduction of  $E_k$  to zero in the form of a quadric polynomial. Approximation of the  $BD_0$  and  $BD_1$  segments with a quadric polynomial is not fortuitous but can be substantiated by a number of studies cited above [1, 10].

### 2.3. Accelerated reduction of projectile's kinetic energy

Based on the quadric functional dependence of the residual kinetic energy on the residual speed of the projectile it is possible to accept the accelerated behavior of  $E_k$  reduction in the form of a polynomial of the second power. However, to meet the stated intention of selecting the general functional behavior of  $E_k$  reduction, it is necessary to look for the greatest possible decrease in the deepening  $D_s$  of the projectile together with the protective clothing and the shockwaves in the human body. Hence, the accelerated  $E_k$  reduction curves plotted as polynomials of, e.g., a third or a fourth degree will have a large slope of the curve over the  $BD$  section with point  $D$  occupying the position of point  $D_2$ . Penetration depth of the projectile together with the protective clothing and the shockwaves into the human body will decrease substantially to  $D_{s2}$  (compared to  $D_{s1}$  and  $D_{s0}$ ).

To ensure an adequate slope of the  $Y_2$  curve (solid line  $ABD_2$ ) corresponding to the accelerated reduction to zero of  $E_k$  by a composite protective material, we suggest the following

hypothesis: effective reduction of the kinetic energy of a projectile by a protective material is possible when the functional dependence  $E_k = f(x)$  has the form of a quartic polynomial. The fourth order of the polynomial meets the main objective of design with the optimum return. Higher-order polynomials introduce inconsequential improvements into the process of the kinetic energy reduction yet yield unnecessary increase in the complexity of the design process. Quartic polynomial dependence will ensure the smoothest transition in the vicinity of point D into the curves, which characterize shockwave propagation. Thus, we assume the complete form of this function.

Figure 2 shows an example of a graph of a quartic polynomial  $Y_2 = E_k = f(X)$  for the following data, described above: the projectile impact energy  $E_{kbA} = 400$  J and the range of the argument  $X = 0.0 - 1.0$ . For these values, this quartic polynomial with specific values of the  $a_i$  coefficients becomes:

$$Y_2 = -756.12 x^4 + 1047.30 x^3 - 739.00 x^2 + 50.16 x + 398.83 \quad (2)$$

If we accept thickness  $S_x$ , expressed, e.g., in mm, as the argument, then the corresponding dimensionless interval of the tested protective material will correspond to  $X = 1.0$ . For example, if  $S_x = 22$  mm = 1.0, the interval will be  $\Delta X = 0.1 = 2.2$  mm and value of an argument such as  $X_j = 0.5$  will be = 11.0 mm.

In practice, designers deal with a problem defined as follows: to find the value of the change in projectile's kinetic energy  $\Delta E_k$ , which must be reduced by a given layer of the protective material of thickness  $\Delta S_x$ .

The value of  $\Delta E_k$  to be produced by the protective material between points  $x_i$  and  $x_{i+1}$  (see Fig.2) will be determined from

$$\begin{aligned} DE_{k(x_i, x_{i+1})} &= -4a_1 \int_{x_i}^{x_{i+1}} x^3 dx + 3a_2 \int_{x_i}^{x_{i+1}} x^2 dx - 2a_3 \int_{x_i}^{x_{i+1}} x dx + a_4 \int_{x_i}^{x_{i+1}} dx \\ &= -a_1 (x_{i+1}^4 - x_i^4) + a_2 (x_{i+1}^3 - x_i^3) - a_3 (x_{i+1}^2 - x_i^2) + a_4 (x_{i+1} - x_i) \end{aligned} \quad (3)$$

#### Conclusions

We propose a new approach to determine the value of projectile's kinetic energy reduction  $\Delta E_k$  inside a protective composite material. This approach is based on investigating a desirable of functional dependence of  $\Delta E_k$  vs. thickness of the material. In fact, an inverse problem is being solved. First a graphical interpretation of the functional dependences of the varied quantities is generated and then the graph is approximated with an explicit functional dependence. Based on the analysis of three possible versions of projectile's kinetic energy reduction (uniform, delayed and accelerated) and to minimize the penetration depth of shockwaves into the human body, we proposed the following hypothesis: effective reduction of the kinetic energy of a projectile by a protective material is possible when the functional dependence  $E_k = f(x)$  has the form of a quartic polynomial. For convenience, we employed a dimensionless argument  $X$  varying uniformly in the range between 0 and 1. This allows rescaling of physical quantities (of an arbitrary dimensionality) according to the needs of a specific design of the protective sandwich (continuous or discrete), e.g., thickness  $S_x$ , penetration depth of the projectile, sandwich layer number, etc. We suggest a model equation for simplified engineering calculations to determine the change in a kinetic energy of a projectile being stopped by a protective material. This work is to be followed by a publication of detailed analysis of the projectile-composite interaction, physical mechanisms of kinetic energy reduction, as well as the design technologies for the protective composite sandwiches.

#### References

1. ALA Tabiei and Gaurav Nilakantan. Ballistic Impact of Dry Woven Fabric Composites: A Review. Applied Mechanics Reviews. Vol.61, January 2008, (010801-1) – (010801-12).
2. Jun L, Gu B, Wang S. Ballistic property and failure mode of 3-D braided composite perforated by projectile. In: Hui D, editor. Proceedings of the Ninth Annual International Conference on Composites Engineering. San Diego (California, USA): 2002. p. 345-346.
3. Billon H, A Model for ballistic impact on soft armour. DSTO Aeronautical and Maritime Research Laboratory, Melbourne (Victoria, Australia): 1998.
4. Shim V, Tan VBC, Tay TE. Int J Impact Engng 1995; 16 (4): 585-605.
5. Billon HH, Robinson DJ. Int J Impact Engng 2001; 25 (4): 411-422.
6. Cheeseman BA, Bogetti TA. Composite Structures 2003; 61 (1-2): 161-173.
7. Ruan HH, Yu TX. Int J Impact Engng 2003; 28 (1): 33-63.
8. Yang JL, Yu TX, Reid SR. Int J Impact Engng 1998; 21 (3): 165-175.
9. Roberts JC, Biermann PJ, Cain RP, Kleinberger M, Carkhuff BG, Peck GE, Bevan M. Model of the human torso for ballistic testing – preliminary results. In: Hui D, editor. Proceedings

of the Ninth Annual International Conference on Composites Engineering. San Diego (California, USA): 2002. p. 665-666.

10. Raju BB, Atas C, Liu D, Templeton D. Impact resistance of woven fabric composites with small weaving angles. In: Hui D, editor. Proceedings of the Ninth Annual International Conference on Composites Engineering. San Diego (California, USA): 2002. p. 595-596.

11. Lim CT, Shim VPW, Ng YH. Int J Impact Engng 2003; 28 (1): 13-31.

12. Sun CT, Potty SV. Int J Impact Engng 1996; 18 (3): 339-353.

Надійшла до редакції  
10.11.2009 р.

УДК 621.891

**О.В. ДИХА, С.Ф. ПОСОНСЬКИЙ, Н.К. МЕДВЕДЧУК**

Хмельницький національний університет

## ВИМІРЮВАННЯ ТРИВАЛОСТІ КОНТАКТНОЇ ВЗАЄМОДІЇ ПРИ СТВОРЕННІ ДИСКРЕТНИХ ЗНОСОСТІЙКИХ ПОВЕРХОНЬ

В роботі для дослідження структурних перетворень при створенні дискретних зносостійких поверхонь методом ППД запропонований електронний прилад ВТК для вимірювання тривалості електричного контакту поверхні заготовки та інструменту.

**In work for research of structural transformations at creation of discrete wearproof surfaces the electronic device for measurement of duration of electric contact of a surface of preparation and the tool is offered.**

Ключові слова: Дискретні поверхні; тривалість контакту; вимірювання часу; структурні перетворення

### Вступ

Для підвищення довговічності та несучої здатності деталей машин в сучасному машинобудуванні широко застосовують методи зміцнення поверхневим пластичним деформуванням (ППД). Зміцнення здійснюється з метою підвищення опору міцності і твердості поверхнього шару металу та формування в ньому сприятливого розподілу напружень стиснення, а також керування параметрами мікробудови поверхні для підвищення мастильної здатності [1]. Зміцнюючу обробку ППД, як правило, використовують на фінішних операціях після термообробки або остаточної механічної обробки. Залежно від геометрії інструменту, способів підведення енергії, тривалості контактної взаємодії та інших факторів існує багато способів ППД. Практично у всіх випадках в результаті силової дії зі сторони інструменту поверхнева деформація металу призводить до утворення зсуву в зернах, пружному викривленню кристалічної ґратки, зміни форми та розмірів зерен. Зміцнення у незагартованих сталях відбувається за рахунок зміни структурних недосконалостей (щільності та взаємодії дислокацій, кількості вакансій та ін.), подрібнення блоків та утворення мікронапружень. Для загартованих сталей додатково відбувається перетворення залишкового аустеніту в мартенсит та виділення дисперсних карбідних часток.

Для каталізації процесів, що відбуваються в зоні обробки ППД застосовують додатковий нагрів контактної зони. Найбільшого поширення при цьому набули електроконтактні процеси [2]. Для підведення енергії в зону контакту використовують різні способи, основні з яких наведені на рис. 1.



Рис. 1. Способи поверхневого електроконтактного зміцнення

Сутність електрофізичних способів нагріву зони контакту полягає в локальному нагрів місця взаємодії інструменту та заготовки, які ввімкнуті в електричний ланцюг як електроди з невеликою різницею потенціалів та великим струмом.

Одним з нових перспективних напрямків поверхневого зміцнення є створення на поверхні дискретних зміцнених зон [3-4]. При формуванні дискретних поверхонь використовують різні технології і способи: механічні, високоенергетичні, електрохімічні, комбіновані та ін. Обробка дискретної поверхні за допомогою ППД разом із зміцненням дозволяє утворити на поверхні заглиблення, які сприяють утримуванию мастила і накопичують продукти зношування, що вважається одним з факторів зменшення зносу.

### Постановка проблеми

При холодній ППД і з підігрівом зони контакту електричною енергією одним з визначальних факторів, що відповідає за структурні зміни в поверхневому шарі є тривалість контактної взаємодії інструмента та заготовки. Залежно від способу поверхневої обробки тривалість контакту може коливатись від десятих до тисячних долей секунди. Метою даної роботи було створення вимірювального приладу для визначення часу тривалості контакту (ВТК) в процесах поверхневого зміцнення струмопровідних матеріалів (металів) за допомогою дискретних способів контактної та електроконтактної обробки струмопровідними інструментами-інденторами.

### Основний матеріал

Особливо важливе значення точного визначення часу тривалості контакту має місце для короткотривалих процесів, зокрема, при електроконтактній обробці дискретно зміцненої поверхні циліндричної напрямної втулки з використанням дискретної ППД. Принцип обробки полягає у наступному (рис. 2). Циліндрична втулка 1 розташовується на напрямній 2 з можливістю поздовжнього дискретного переміщення. На внутрішній поверхні втулки за допомогою інструмента-індентора 3 створюються заглиблення в під дією вертикально прикладеного навантаження  $P$ . Навантаження на інструмент передається від вантажів 6 через важель 4. Процес періодичного навантаження і розвантаження проводиться за допомогою кулачка 5. Таким чином, на внутрішній поверхні циліндричної втулки формуються в результаті пластичної деформації заглиблення. Форма заглиблень відповідає формі інструмента-індентора, а дискретне розташування по поверхні визначається періодичною подачею  $S$  та періодичним поворотом втулки навколо поздовжньої осі. При цьому якщо під'єднати інструмент і заготовку-втулку до електродів, то додатково в зоні контакту будуть відбуватися електроконтактні явища.

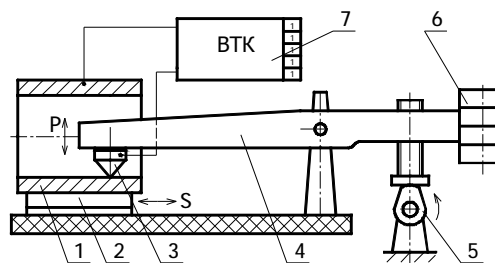


Рис. 2 Принципова схема обробки внутрішньої поверхні втулки дискретною ППД: 1-втулка; 2-напрямна; 3-інструмент-індентор; 4-важель; 5-кулачок; 6-вантажі; 7- вимірювач тривалості контакту.

Як правило, методи ППД використовують для обробки струмопровідних пластичних металів. При цьому використовують для інструментів в якості робочого тіла також струмопровідні метали з більш високою твердістю. В даному випадку для вимірювання тривалості контактної взаємодії при обробці можна використати способи вимірювання тривалості замикання-розмикання електричних контактів. Проаналізуємо існуючі способи вимірювання тривалості електричного контакту.

Сучасний вимірювач часу повинен мати широкі межі вимірювань, високу швидкодійність та малу похибку, по-можливості представляти результати у цифровому вигляді. Для вимірювання часу протікання процесів різної природи достатньо, щоб спосіб дозволяв вимірювати тривалість замикання і (або) інтервал між двома послідовними замиканнями (розмиканнями). Вимірювач тривалості замикання може бути реалізований на базі IBM – сумісного комп'ютера. В роботі [5] проаналізована ідея цього методу. В ній показано, що для зчитування даних може бути використаний регістр стану порта принтера і наведені програми для обробки інформації, що надходить у комп'ютер (рис. 3).

Для з'єднання датчика замикання – розмикання з комп'ютером зручно використовувати кабель принтера Bitronics. В роз'ємі до принтера знаходять за допомогою омметра провади, що йдуть до виводів паралельного порта принтера. Замикання-розмикання здійснюється за допомогою магніта і геркона. Для вимірювання часу замикання використовується спеціальна програма на мові Pascal. Недоліками представленого способу є потреба в переобладнанні комп'ютерних комплектуючих і розробки спеціальних програмних засобів.

В даній роботі для вимірювання тривалості контактної взаємодії при обробці ППД дискретно зміцнених поверхонь пропонується використання спеціального приладу [6], який призначений для вимірювання часу зіткнення пружних тіл. В роботі [6] авторами цей прилад був запропонований для визначення тривалості контакту при взаємодії жорсткої кульки з пружною площиною, що дозволило отримати аналітичні залежності для розрахунку

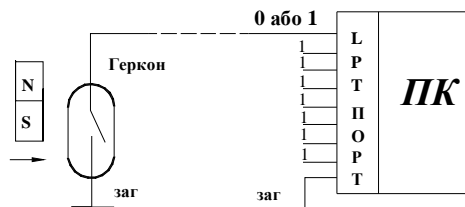


Рис. 3 Структурна схема вимірювання тривалості замикання контактів на базі порта принтера IBM-сумісного комп'ютера

величини максимальних контактних переміщень для різних умов за загальним часом контакту кульки і площини. На рис. 4 показана загальна структурна схема для вимірювання тривалості електричного контакту.

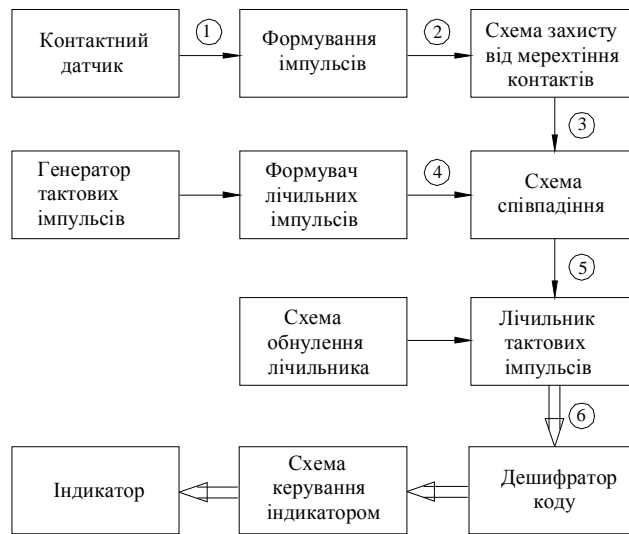


Рис. 4. Загальна структурна схема приладу для вимірювання тривалості електричного контакту

Принцип дії приладу заснований на реєстрації тривалості електричного контакту двох електропровідних тіл. Інструмент і заготовка (сталеві кулька і площина) ізолювалися один від одного і під'єднувалися до входних клем контактної частини датчика приладу. Вхідний ланцюг та захист від мерехтіння контактів складався з обмежувача резисторів, фільтра та одного елемента 2И-НЕ на К561ЛА7. Генератор прямокутних імпульсів зібраний на базі кварцевого генератора з тактовою частотою 1 МГц. Лічильних імпульсів побудований на мікросхемі К561ІЕ8 і слугує для лічби і пропуску імпульсів. Дешифратор зібраний на чотирьох мікросхемах К176ЕИ4. Одна слугує для лічби кількості імпульсів, прийнятих приладом, а решта для лічби тривалості імпульсів. На рис. 5 представлена тактограма роботи приладу, а на рис. 6 загальний вигляд приладу ВТК.

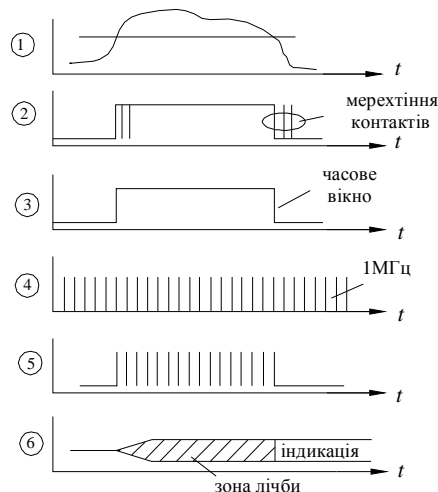


Рис. 5. Тактограма роботи приладу для вимірювання часу тривалості електричного контакту



Рис. 6. Зовнішній вигляд приладу ВТК

Для формування ціни поділки приладу ( $10^{-6}$  с) прилад мав відповідну тактову частоту (1 МГц). Результати вимірювання часу фіксувалися цифровим індикатором.

Під час контакту електричний ланцюг замикався (рис. 2) і формувалася імпульс, тривалість якого дорівнювала тривалості контактної взаємодії внутрішньої поверхні циліндричної втулки та інструмента-індентора. Прилад ВТК відрізняється від традиційних [7] зручністю застосування як складової комплексу лабораторних досліджень процесів контактної взаємодії при модифікації поверхонь тертя різними технологічними способами.

### Висновки

1. Встановлено, що дослідження структурних перетворень при створенні дискретних зносостійких поверхонь методом ППД потребують даних про тривалість контактної взаємодії.

2. Для вимірювання часу контактної взаємодії при створенні дискретних поверхонь запропонований електронний прилад ВТК для вимірювання тривалості електричного контакту поверхні заготовки та інструменту-індентора.

### Література

1. Шнейдер Ю.Г. Эксплуатационные свойства деталей с регулируемым микрорельефом. – Л.: Машиностроение, 1982. – 248 с.
2. Справочник по электрохимическим и электрофизическим методам обработки / Под ред. В.А. Волосатова. – М.: Машиностроение, 1988. – 248 с.
3. Ляшенко Б.А. Упрочняющие покрытия дискретной структуры / Б.А. Ляшенко, А.Я. Мовшович, А.И.Долматов // Технологические системы. – 2001. – № 4. – С. 17-25.
4. Возненко В.В. Поліпшення експлуатаційних характеристик деталей приладів шляхом формування функціональних поверхонь з дискретно-орієнтованою топографією: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.11.14 / НТУУ "КПІ". – К. – 2006. – 21 с.
5. Акатов Р.В. Компьютерные измерения: Аналого-цифровой преобразователь. – "Учебная физика". – 1999. – № 3. – С. 48--64.
6. Диха О. В. Визначення деформацій та зусиль при динамічному змащеному контакті кульки і площини / О. В. Диха, А. Г. Кузьменко // Проблеми трибології. – 2003. – № 2. – С. 227– 231.
7. Справочник по микроэлектронной импульсной технике. В.Н. Яковлев, В.В. Воскресенский, С.И. Мирошниченко и др. Под ред. В.Н. Мищенко С.В. и др. Анализ и синтез измерительных систем. – Тамбов. Тамб. гос. техн. ун-т, 1995. – 234 с.

Надійшла до редакції  
2.11.2009 р.

УДК 681.31

**В.О. ДЕНИСЮК, А.О. ЦВІЛЮК, О.І. ЧЕХ**

Вінницький національний аграрний університет

## ВИБІР ПРОЦЕСОРУ ДЛЯ ГРАФІЧНОЇ СИСТЕМИ

В статті досліджуються особливості вибору графічного процесору для графічної системи з використанням інформаційно-апаратного критерію ефективності.

**In the article the features of choice of graphic processor are probed for the graphic system with the use of information-apparatus criterion of efficiency.**

Ключові слова: комп'ютерна графіка, графічний процесор, критерій ефективності.

### Вступ

Комп'ютерна графіка вирішує складні та важливі задачі з інформаційного обслуговування науково-практичної діяльності людини. Для опрацювання додатків комп'ютерної графіки використовуються різноманітні графічні системи, як універсальні, так і спеціалізовані – професійні. Аби розвантажити центральні процесори графічних систем від невластивих комп'ютерній графіці операціям та збільшити загальну швидкість графічних систем, використовуються спеціалізовані графічні акселератори, які будуються на основі різних графічних кристалів (графічних процесорів, що виконані у вигляді окремих чи декількох інтегральних схем). Досить актуальною є задача ефективного вибору графічного процесору для відповідної графічної системи.

### Постановка задачі

Графічні системи набули широкого застосування у різних галузях діяльності людини від складних імітаційних систем візуалізації різних комплексів (автомобільних, авіаційних, космічних тощо), або систем відтворення складної графічної інформації у режимі реального часу (системи керування, військові комплекси тощо), до графічних акселераторів, що використовуються в нескладних побутових комп'ютерах. Досить актуальною є задача вибору засобів комп'ютерної графіки, а саме спеціалізованих графічних процесорів, які забезпечують необхідну якість та швидкість формування графічних зображень без збільшення апаратних витрат з достатньою достовірністю відтворення графічної інформації. Актуальність дослідження обумовлена стрімким розвитком виробництва графічних процесорів у вигляді спеціалізованих інтегральних схем та обиранням необхідного за відповідними параметрами графічного процесору та вимогами кожної конкретної графічної системи.

### Вибір критерію порівняння процесорів для графічної системи

З метою порівняння графічних процесорів, у вигляді спеціалізованих інтегральних схем,

(ГП) для графічної системи (ГС) необхідно обрати критерій порівняння, або критерій ефективності того чи іншого пристрою, за яким відбудеться порівняння [5, 6, 14]. Для цього розглянемо параметри графічних процесорів. Сучасні ГП характеризуються такими основними параметрами:

- кількість потокових процесорів (шт.);
- частота ядра (МГц або ГГц);
- частота шейдерів (шейдерного домена) (МГц або ГГц);
- частота пам'яті (МГц або ГГц);
- об'єм пам'яті (адресне поле відеопам'яті) (МБ);
- інтерфейс пам'яті (ширина шини пам'яті) (біт);
- перепускна спроможність пам'яті (Гб/с);
- швидкість заповнення сцени текстурами (млрд/с);
- підтримка графічних стандартів (наприклад, API DirectX, OpenGL);
- можливість наращування (наприклад, відповідність технології SLI);
- апаратні витрати (млн. грн.);
- технологія виробництва (нм);
- споживання електричної потужності (Вт);
- вартість придбання.

Параметр точності відтворення різноманітних функціональних залежностей у дискретному координатному просторі відображення (ДКПВ) не розглядається тому, що усі сучасні графічні процесори використовують алгоритми, які надають точність не гірше 0,5 дискрета [8-10, 15, 16].

Існують різні методики оцінки ефективності, наприклад, вартість одного кадра ДКПВ за секунду [17]. Але така методика суттєво залежить від маркетингових обставин та особливостей ціноутворення на ГП.

При обиранні критерія ефективності необхідно враховувати те, що критерій ефективності не можна одержати засобами математики [6]. Одержання критерію є суто евристичною процедурою, яка виконується із урахуванням призначення та умов функціонування об'єкта оцінювання у цілому [2, 6]. На практиці поліпшення одного параметра нерідко супроводжується погіршенням принаймні одного іншого параметра, що вказує на необхідність використання комплексних критеріїв ефективності, що пов'язують у необхідних пропорціях найбільш важливі часткові показники [2, 5, 6, 14].

Найпоширеніший узагальнений критерій ефективності технічного пристрою має вигляд [5, 6, 14]:

$$Q_r = \frac{(\text{ефект})}{(\text{витрати})}. \quad (1)$$

Причому, недолік ефекту можна компенсувати зменшенням витрат [1].

У зв'язку з вищенаведеним і з традиціями інформаційної техніки [1, 5, 14], за критерій ефективності обирається інформаційно-апаратний критерій [6]:

$$Q_r = \frac{\bar{R}}{C}, \quad (2)$$

де  $\bar{R}$  - інформаційна продуктивність пристрою;

$C$  - апаратні витрати на реалізацію пристрою.

Причому, інформаційну продуктивність пристрою визначаємо у зв'язку з перерахованими вище параметрами процесору і специфікою його застосування [12, 15], по наступному співвідношенню:

$$\bar{R} = P_s \cdot (N_d + N_c) \cdot K_f, \quad (3)$$

де  $P_s$  - продуктивність пристрою [пікселів за секунду];

$N_d$  - розрядність одного з вимірів ДКПВ [біт];

$N_c$  - розрядність однієї із трьох складових кольору (R, G, B) [біт];

$K_f$  - коефіцієнт складності графічних примітивів виведення у порівнянні зі складністю виводу відрізка прямої лінії двовимірним (2D) лінійним інтерполятором, що дорівнює "1".

Значення коефіцієнта  $K_f$  обирається відповідно до суб'єктивних оцінок складності операцій обробки, які виконуються, та відтворення інформації, прийнятими в машинній графіці [9, 10, 15] і реалізованими на даному пристрої. Причому, кожна додаткова функція машинної графіки, яку здійснює пристрій, або доповнення ДКПВ на один вимір збільшує  $K_f$  на "1".

Наприклад, для пристрою, що відтворює 2D відрізки прямої лінії, -  $K_f = 1$ ; 3D відрізки прямої

лінії, -  $K_f=2$ ; незафарбовані тривимірні (3D) трикутники -  $K_f=3$ ; зафарбовані 3D трикутники або незафарбовані, але з можливістю їх афінних перетворень -  $K_f=4$ ; зафарбування 3D трикутників з можливістю виконання афінних перетворень даного трикутника -  $K_f=5$ ; відтворення 3D трикутника, його афінні перетворення, а також видалення невидимих ліній -  $K_f=6$ , поверхонь -  $K_f=7$ ; для пристрою, який виконує усі перераховані вище функції та може бути запрограмованим -  $K_f=8$ ; для ГП, який виконує усі перераховані вище функції та може бути використаним у технології SLI -  $K_f=9$ ;  $K_f=10$  – максимальне значення параметру, яке враховує майбутнє розширення функцій ГП. Для більшості сучасних ГП значення  $K_f$  відповідає значенням {6, 7, 8, 9}.

В якості апаратних витрат на реалізацію пристрою (С) можливо обрати, або число еквівалентних вентилів з двома входами, або відповідне їм число транзисторів для пристроїв реалізованих у вигляді великих інтегральних схем (ВІС) або надвеликих інтегральних схем (НВІС), а для пристроїв на дискретних компонентах - число еквівалентних вентилів з двома входами [2, 8].

З урахуванням (3) вираз (2) приймає вигляд (4):

$$Q_r = \frac{P_s \cdot (N_d + N_c) \cdot K_f}{C} \quad (4)$$

Зміст критерія  $Q_r$  (4) полягає в оцінці середньої продуктивності пристрою в пікселях за секунду, що припадає на один транзистор (вентиль) пристрою при побудові у ДКПВ, кожний з вимірів якого становить  $N_d$  біт, з кількістю біт на кожен зі складових кольору  $N_c$  і складністю виведених графічних примітивів  $K_f$ .

Далі орієнтуємося на одночасне збільшення параметра  $P_s$  і зменшення параметра С, тобто на досягнення максимально можливої швидкодії ГП при реалізації його з мінімально можливими апаратними витратами, з огляду на функціональні можливості ГП у відповідному ДКПВ.

Критерій (4) використовується для одержання узагальненого критерію ефективності, що дозволяє визначити відносний ступінь ефективності ГП, що порівнюються [5]:

$$E = \frac{Q_r}{Q_o} \quad (5)$$

де  $Q_r$  - інформаційно-апаратний критерій ефективності (4) даного ГП;

$Q_o$  - узагальнена "потенційна" характеристика ідеального пристрою ГП за критерієм (4).

$Q_o$  відповідає задоволенню максимальних вимог по відтворенню графічної інформації у ДКПВ. Вираз для  $Q_o$  має вигляд [2]:

$$Q_o = \frac{P_{s \max} \cdot (N_{d \max} + N_{c \max}) \cdot K_{f \max}}{C_{\min}} \quad (6)$$

де  $P_{s \max}$  - максимальна продуктивність пристрою, що відповідає найкращому випадку відтворення інформації у ДКПВ [Д1];

$N_{d \max}$  - максимальна розрядність одного із вимірів ДКПВ, що задовільняє поставленим завданням;

$N_{c \max}$  - максимальна розрядність однієї із трьох складових кольору, що задовільняє завданню;

$K_{f \max}$  - коефіцієнт максимальної складності виведених динамічних примітивів;

$C_{\min}$  - мінімальні апаратні витрати ідеалізованого пристрою (у [шт. транзисторів]), який обирається із існуючих найбільш технологічних графічних ВІС (з метою досягнення необхідної динаміки зображення, величини ДКПВ та колірної роздільної спроможності; кількість кристалів обираються із середнього часу спрацьовування вентиля існуючих найбільш технологічних графічних ВІС і необхідним часом на піксель шляхом розпаралелювання обчислювального процесу на відповідну кількість аналогічних кристалів, що пропорційно збільшує апаратні витрати).

Аналіз параметру  $E$  показує, що характеристики ГП можуть бути поліпшені шляхом



збільшення параметра  $P_s$ , а збільшення інших параметрів ( $N_d, N_c, K_f$ , обумовлених специфікою застосування ВІС) впливає на збільшення параметра  $C$ . Збільшити  $P_s$  можна, як за рахунок використання більш швидкодіючої елементної бази, так і за рахунок використання більш швидкодіючих методів реалізації ГП. У свою чергу, використовуючи менш апаратомісні методи реалізації ГП, що зменшують  $C$ , можна збільшити ефективність  $Q_r$  або  $E$  уцілому.

### Вплив функціональності графічних систем на вимоги до графічних процесорів

Кожний із додатків комп'ютерної графіки накладає свої вимоги на функціональні параметри ГП за: роздільною здатністю ДКПВ; кольірною роздільною здатністю; набору примітивів, які використовуються; точністю відтворення зображень за кольором та формою; швидкістю побудови зображень. У процесі синтезу ГП вирішується питання про прийнятний компроміс між вищенаведеними параметрами та витратами на їх реалізацію (програмними і апаратними), що в остаточному підсумку визначає функціональні параметри, реальної системи, яка створюється, та її вартість.

ГС використовуються при рішенні багатьох задач [2, 3, 9, 10, 15]:

- відображення динамічних ситуацій у реальному масштабі часу при керуванні технологічними процесами, військовими об'єктами;
  - відображення результатів та ходу наукових досліджень і експериментів;
  - автоматизація проектування технологічних процесів, програмного забезпечення, архітектури, дизайну, проектування великих інтегральних схем, розрахунку топології друкованих плат і т.ін.;
  - статистична обробка даних (побудова гістограм, використання плавних кривих і т.ін.);
  - обробка топографічної й картографічної інформації;
  - обробки ділової і управлінської графічної інформації (кругові, стовпчикові та інші діаграми);
  - обробка зображень штучних супутників Землі для вивчення земної поверхні, біомедичних зображень (комп'ютерна томографія);
  - моделювання реальних об'єктів в архітектурі, різних тренажерах та імітаторах (віртуальна реальність);
  - завдання користувача людино-машинного інтерфейсу (меню, піктограми й т.ін.);
  - комп'ютерне кіно, анімація, реклама, ігри (мистецтва).
- У якості головних параметрів, за якими доцільно обирати ГП виступають [2, 3, 15]:
- швидкодія, або час на один піксель зображення;
  - роздільна здатність ДКПВ у ГС;
  - роздільна здатність кольорових складових у ГС;
  - апаратні витрати на ГП.

Проведемо оцінку вимог, до ГС з точки зору відтворення графічної інформації на пристрої відображення графічної інформації (ПВГІ) даної ГС за часом побудови одного пікселя.

Необхідна продуктивність ГП по побудові зображення становить [2, 3]:

$$P_o = N_x \cdot N_y \cdot F_d \cdot K_e, \quad (7)$$

де  $N_x$  - роздільна здатність ПВГІ по горизонталі;

$N_y$  - роздільна здатність ПВГІ по вертикалі;

$F_d$  - динамічна частота зображення на екрані;

$K_e$  - коефіцієнт заповнення екрану ГС;

$t_p$  - час обробки одного пікселя;

Реальна продуктивність ПВГІ може бути визначена за наступним співвідношенням

$$P_r = \frac{K_v}{t_p}, \quad (8)$$

де  $K_v$  - коефіцієнт доступу до відеопам'яті за кадр, характеризує ступінь доступності відеопам'яті (як правило, для однопортової відеопам'яті  $K_v = 0,25 \div 0,35$ , для двопортової -  $K_v \approx 0,7$  [2, 3]).

Вираз для обчислення часу, необхідного для обробки одного пікселя (9) [2, 3]:

$$t_p = \frac{K_v}{N_x \cdot N_y \cdot F_d \cdot K_e}. \quad (9)$$

Так, наприклад, деякі варіанти значення  $t_p$ :

1) для перспективних задач активної 3D графіки ( $F_d = 60$  кадрів/с), з виконанням умови повної прозорості відеопам'яті ПВГІ ( $K_v = 1$ ), використання усього ДКПВ (165 Гпкселів) для ПВГІ ( $K_e = 1$ ) -  $t_p \approx 94,1(\phi c)$ ;

2) для повної динаміки ( $F_d = 24$  кадри/с) у режимі реального часу в завданнях комп'ютерної анімації або кінематографії, за умови повної прозорості відеопам'яті ПВГІ ( $K_v = 1$ ) і використання усього ДКПВ для ПВГІ (8192×8192) під зображення ( $K_e = 1$ ) -  $t_p \approx 0,62(нс)$ ;

3) для задач машинобудування без динаміки зображення ( $F_d = 1$ ,  $K_v = 1$  та  $K_e = 0,2$  у просторі 1280×1024) -  $t_p \approx 3,81(мкс)$ .

Проаналізувавши особливості відтворення графічної інформації та усереднюючи вимоги до ГС можливо зробити висновок про те, що достатньо широкий клас задач машинної графіки може бути вирішений у ГС з розмірами ДКПВ від 1280×1024 пікселів до 8192×8192 пікселів з кольоровою роздільністю по 24 кольоровим площинам (по 8 двійкових розрядів на кожен складову кольору - R, G, B) і частотою відновлення усього зображення від 4 до 30 кадрів за секунду, а для перспективних задач активної 3D графіки - до 60 кадрів за секунду на ДКПВ розмірністю у 165 Гпкселів з кольоровою роздільністю по 48 кольоровим площинам (по 16 розрядів на R, G, B) [3].

#### Приклад оцінки ефективності графічних процесорів для графічних систем

Ринок графічних процесорів поділяють між собою такі виробники, як AMD, Intel, NVIDIA, SiS, VIA, причому, частка у 80% належить AMD та Nvidia, які володіють також 98% ринку дискретних відеокарт з безперечним лідерством Nvidia [4, 13].

На рис.1 наведена діаграма параметрів деяких процесорів (графічних і універсальних) та вимог до засобів машинної графіки. Виходячі із області застосування кожної конкретної ГС з рис.1 можна визначити параметри  $N_x \cdot N_y$  та  $F_d$  (права частина діаграми). Після цього – в залежності від доступу до відеопам'яті обирається значення  $K_v$  (ліва частина діаграми). Побудувавши горизонтальну лінію по значенням отриманих вище параметрів підбираємо ГП, який буде задовільняти за параметрами вимоги вхідної задачі.

Для подальшої оцінки ефективності ГП визначимо  $Q_o$  (6). Дані для кожного із прикладів ГС узяті з відповідних сайтів виробників [7, 18, 19, 20]. Параметри таких графічних процесорів та ВІС, як ГВ, ЦФГП1 та ЦФГП2 узяті з [2]. У якості абстрактного ідеалізованого процесора обираємо ГП, який буде складатися з 32-х процесорів AMD RV790 [11, 18], що забезпечить необхідну швидкодію  $t_p \approx 94,1(\phi c)$ , значення компонентів (6) такі:

$P_{s \max} = 165 \times 2^{30} \times 60$  [пікселів/с];  $N_{d \max} = 13 \times 2^{15}$ ;  $N_{c \max} = 16$ ;  $K_{f \max} = 10$ ;  $C_{\min} = 32$  [млрд.тр.].

Таким чином:  $Q_o = 1\ 415\ 124\ 615$  [пікселів/(с.тр.)].

У таблиці 1 наведено прикла значень параметрів ефективності для деяких ВІС ГП.

Зміст скорочень у табл. 1 такий:

ГВ - ВІС генератора векторів КА1515 ХМІ-107 [2, 8];

ЦФГП1 - ГП для лінійної інтерполяції [2, 8];

ЦФГП2 - ГП на ВІС БМК [2, 8].

RV790 – ГП AMD [11, 18]

GTX 275 – ГП Nvidia [11, 13, 20]

Порівняння даних ГП по ефективності  $Q_r$  та  $E$  (табл. 1) показує ефективність використання ГП AMD RV790.

Крім того існують поради по ефективній комбінації універсальних центральних процесорів із спеціалізованими ГП, наприклад, Intel DX58SO або Core i7 XE та GeForce GTX 295 [7].



графических примитивов для устройств отображения информации: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.08 / Денисюк Валерий Александрович.- Винница.-1996.-202 с.

3. Денисюк В.О. Дослідження вимог до пристроїв відображення графічної інформації з погляду людино-машинного інтерфейсу / Денисюк В.О., Денисюк А.В., Терешко В.О. // Міжнародний науково-технічний журнал "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах".- Хмельницький, 2008. - № 2 - С. 116-121.

4. Интегрированные графические процессоры исчезнут к 2012 году, утверждают аналитики/ Журнал iXBT. Апрель, #4(78)/2009 [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <http://rose.ixbt.com/cgi-bin/>

5. Кузьмин И.В. Оценка эффективности и оптимизация автоматических систем контроля и управления.- М.: Сов.радио, 1971.- 296 с.

6. Моисеев В.С. Системное проектирование преобразователей информации / Моисеев В.С. - Л.: Машиностроение. Ленингр. отделение, 1982.- 255 с.

7. Набережный А. GeForce GTX 285 и GeForce GTX 295 как ни крути ... [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <http://www.osp.ru/pcworld/list/2009/02.html>

8. Петух А.М. Интерполяція в задачах контурного формоутворення [Монографія] / Петух А.М., Обідник Д.Т., Романюк О.Н. - Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007.- 103 с.- ISBN 978-966-641-223-5.

9. Роджерс Д. Алгоритмические основы машинной графики / Роджерс Д.; пер. с англ.- М.: Мир, 1989.- 512 с.- ISBN 5-03-000476-9.

10. Роджерс Д. Математические основы машинной графики / Роджерс Д., Адаме Дж.; пер. с англ. — М.: Мир, 2001. — 604 с. ISBN 5-03-002143-4.

11. Самый мощный однопроцессорный 3D-ускоритель от AMD: ATI Radeon HD 4890 1024MB. [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <http://www.ixbt.com/video3/rv790.shtml#p1>

12. Технология визуализации в компьютерном синтезе реалистичных изображений/ [Палташев Т.Т., Климина С.М., Лях А.С., Ю Вл.К.]// Зарубежная радиоэлектроника.- 1991.- № 6- С. 71, 96-108.

13. Универсальный чип. [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <http://lenta.ru/articles/2008/08/05/larrabee/>

14. Филинюк Н.А. Критерий эффективности информационных устройств преобразования и управления / Филинюк Н.А. // Приборостроение.- 1984.- № 3- С. 3-8.

15. Херн Д. Компьютерная графика и стандарт OpenGL / Д. Херн, М. Бейкер; пер. с англ. — М.: Издательский дом "Вильямс", 2005. — 1168 с. - ISBN 5-8459-0772-1.

16. Termblay C. Mathematics for Game Developer / Christopher Termblay. - Course Technology PTR, 2004. - 648 p. - ISBN 159200038X.

17. aka GTS 240" vs. GTX 285 или "вперед батьки в пекло!" [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <http://people.overclockers.ru/MSport/record5>

18. AMD Product Information. [Electronic resource] , - Mode of access: <http://www.amd.com/us-en/Processors/ProductInformation/>

19. Intel Processors. [Electronic resource] , - Mode of access: <http://ark.intel.com/Default.aspx>

20. Nvidia Tesla. GPU Computing Technical Brief [Electronic resource] / Nvidia, 2007.- v.1.0.0 - Mode of access: <http://www.nvidia.com>.

Надійшла до редакції  
7.11.2009 р.

**УДК 621**

**О.Н. РОМАНЮК, Ю.Л. ЛЯШЕНКО**

Вінницький національний технічний університет

**С.І. ВЯТКІН**

Інститут автоматики та електрометрії СВ РАН

## **АПРОКСИМАЦІЯ ДФВЗ КУБІЧНИМ ПОЛІНОМОМ**

Розглянуто різні підходи апроксимації дистрибутивної функції відбивної здатності поверхні. Розроблено апроксимацію ДФВЗ, основану на використанні косинус-кубічної функції, що має численні переваги порівняно з поширеними сьогодні

**The different approaches to the bi-directional reflectance distribution function approximation are overviewed. The approximation, based on the cosine-cubic polynomial is being suggested. This method appliance leads to the numerous advantages in comparison with most widespread approaches nowadays.**

Ключові слова: апроксимація, відбивна здатність поверхні.

### **Вступ**

Комп'ютерна графіка сьогодні зазнає бурхливого розвитку як самостійна так і прикладна галузь. Формування реалістичних сцен у режимі реального часу вимагає високої

швидкодії обчислювальних засобів. Недостатня продуктивність систем формування реалістичних 3D зображень, зокрема, динамічних, у зв'язку зі значною обчислювальною складністю етапів кінцевої візуалізації обумовлює необхідність розробки відповідних теоретичних засад.

Зафарбовування є найбільш трудомісткою процедурою формування графічних зображень, згідно з якою для кожної точки графічної сцени визначаються екранні координати та інтенсивність кольору. Інтенсивність кольору обчислюється, як сума фонові, дифузної та спекулярної складових. Фонова складова використовується для врахування освітленості об'єкта світлом, яке відбивається від інших об'єктів. Дифузна складова визначає світло, яке рівномірно відбивається від об'єкта в усі сторони та залежить від положення джерела світла. Спекулярна складова визначає, яка частина світла, що впало на поверхню, відіб'ється у напрямку спостерігача. Для визначення спекулярної складової використовується дистрибутивна функція відбивної здатності поверхні (ДФВЗ), яка, згідно найпоширенішій сьогодні моделі освітлення Фонга, визначається формулою –  $\text{Cos}^n(\gamma)$ . Для визначення ДФВЗ обчислюються нормалізовані вектори нормалей: до джерела світла –  $\vec{L}$ , до спостерігача –  $\vec{V}$ , вектор нормалі до поверхні  $\vec{N}$ , вектор  $\vec{H} = \frac{\vec{L} + \vec{V}}{|\vec{L} + \vec{V}|}$ , а також  $\text{Cos}(\gamma) = (\vec{H} \cdot \vec{N})$ . Зрозуміло, що ці обчислення є надзвичайно трудомісткими, що обумовлює необхідність пошуку нової дистрибутивної функції, яка б мала меншу обчислювальну складність і забезпечувала високу реалістичність відтворення спекулярної складової кольору.

#### Аналіз існуючих підходів та постановка задачі

У сучасних засобах комп'ютерної графіки широкого поширення отримала дистрибутивна функція Шліка [1], яка має такий вигляд:  $\text{cos}g / (n - n \text{cos}g + \text{cos}g)$ . Така апроксимація ДФВЗ має значно меншу обчислювальну складність порівняно з поширеними функціями Фонга та Бліна [2].

Апаратна реалізація функції такого виду ускладнюється наявністю трудомісткої операції ділення. Дистрибутивна функція Шліка апроксимує епіцентр відблиску з максимальною відносною похибкою, що не перевищує 10 %. За цією областю спостерігаються значні відхилення від результатів, отриманих за моделлю освітлення Бліна. Суттєвим недоліком ДФВЗ Шліка є те, що запропонована функція в зоні затухання відблиску [1] падає до нульового рівня надзвичайно повільно, що спричиняє неприродне освітлення графічного об'єкта та додаткові обчислення за рахунок збільшення інтервалу зміни аргументу.

Авторами запропоновано апроксимацію ДФВЗ косинус-квадратичною функцією [3]. Ця функція має просту апаратну реалізацію та набагато точніше відображає епіцентр відблиску порівняно з функцією Шліка. Недоліком такої функції є те, що вона занадто різко спадає в області формування блюмінгу [4], що обумовлює її використання переважно для моделювання освітлення поверхонь із високим значенням коефіцієнта спекулярності.

Інший підхід, розроблений авторами передбачає використання кусково-нелінійної апроксимації ДФВЗ двома різними функціями: кубічним поліномом для епіцентру відблиску та гіперболічною функцією для зони затухання [5]. Такий підхід забезпечує достатньо точну апроксимацію всіх областей ДФВЗ. Недоліками такого підходу є використання трудомісткої операції ділення, що ускладнює її апаратну реалізацію та потреба значних об'ємів пам'яті для зберігання коефіцієнтів кожної апроксимаційної функції.

Таким чином актуальним є питання розробки апроксимації ДФВЗ, яка б мала просту апаратну реалізацію та забезпечувала достатню точність апроксимації всіх областей ДФВЗ.

Мета роботи: розробка апроксимації ДФВЗ косинус-кубічним поліномом, яка б мала низьку відносну похибку та адекватно відображала зону затухання та епіцентр відблиску.

Апроксимація ДФВЗ кубічним поліномом

Розглянемо апроксимацію ДФВЗ  $\text{cos}(g)^n$  функцією  $f_1(x)$ , яка має вигляд

$$f_1(g) = a_1 \cdot \text{cos}(g)^3 + b_1 \cdot \text{cos}(g)^2 + c_1 \cdot \text{cos}(g) + d_1.$$

Один із можливих підходів до визначення невідомих  $a_1$ ,  $b_1$ ,  $c_1$ ,  $d_1$  полягає в тому, що задається три точки кривої, що їх достатньо для знаходження трьох коефіцієнтів, оскільки обмеження  $\text{cos}g = 0$  можливо тільки при  $d_1 = 0$ .

Дві точки кривої необхідно, щоб задати межу епіцентра відблиску. Це точка  $g = 0$ , яка визначає, що  $a_1 + b_1 + c_1 + d_1 = 1$ , а також точка перегину кривої (гранична точка епіцентру відблиску). Можна використовувати точки, яка знаходиться в безпосередній близькості від неї.

Третя точка вибирається з міркувань реалістичного відтворення блюмінгу. Для цього необхідно задати рівень ДФВЗ, близький до нуля. Наприклад,  $\text{cos}^n(u) = G$ , де  $G \rightarrow 0$ .

$$\begin{cases} a_1 + b_1 + c_1 + d_1 = I, \\ d_1 = 0, \\ a_1 \cdot \cos^3(t) + b_1 \cdot \cos^2(t) + c_1 \cdot \cos(t) + d_1 = Q, \\ a_1 \cdot \cos^3(u) + b_1 \cdot \cos^2(u) + c_1 \cdot \cos(u) + d_1 = G. \end{cases}$$

Система має такий розв'язок:

$$a_1 = \frac{l^2 \cdot (Q - I) + G \cdot (1 - r^2) + r^2 - Q}{l^3 \cdot (1 - r^2) + l^2 \cdot (r^3 - 1) - r^2 \cdot (r - 1)},$$

$$b_1 = \frac{l^3 \cdot (Q - I) + G \cdot (1 - r^3) - Q + r^3}{l^3 \cdot (1 - r^2) + l^2 \cdot (r^3 - 1) - r^2 \cdot (r - 1)},$$

$$\frac{l^2 \cdot (Q - r^2) + l^2 \cdot (r^3 - r^n) + G \cdot r^2 \cdot (1 - r)}{l^3 \cdot (1 - r^2) + l^2 \cdot (r^3 - 1) - r^2 \cdot (r - 1)},$$

де  $r = \cos(t)$ ,  $l = \cos(u)$ .

Моделювання показало, що при реалізації запропонованого підходу необхідно виконати «підгонку»  $Q$  з метою усунення артефакту – можливого перетину ДФВЗ осі ординат у зоні блюмінгу. Задовільний результат отримано, наприклад, при  $Q = 0,5$  і  $G = 1/18$ . Максимальна відносна похибка апроксимації ДФВЗ у зоні епіцентра відблиску не перевищує 3%, а максимальна абсолютна похибка – 0,02. У зоні блюмінгу функція монотонно спадає до рівня  $G$ . При цьому максимальна абсолютна похибка не перевищує 0,1.

Характерною особливістю розглянутого підходу є те, що для кожного  $n$  необхідно зберігати всього три коефіцієнти. При апаратній реалізації виразу необхідно виконати 5 множень і 2 додавання.

Крива  $f_1(g) = a_1 \cdot \cos(g)^3 + b_1 \cdot \cos(g)^2 + c_1 \cdot \cos(g) + d_1$  має 2-подібну форму, а це дає підставу стверджувати, що вона має два екстремуми. Один із них є максимумом (при  $g = 0$ ), а інший – мінімумом. У зв'язку з цим можна запропонувати такий підхід для визначення невідомих коефіцієнтів кубічного полінома – перших три рівняння збігаються з рівнянням попередньої системи, а четверте рівняння знаходять шляхом визначення точки мінімуму функції та прирівняння її до нуля. Це легко зробити через похідну від функції.

Використання одного кубічного багаточлена як для апроксимації епіцентру відблиску, так і його зони затухання вимагає «підгонки», оскільки мають місце випадки, коли ДФВЗ приймає від'ємне значення (вимагає відсікання), і навпаки, замість затухання відблиску має місце зростання інтенсивності спекулярної складової кольору.

На рис. 1 наведено приклад апроксимації ДФВЗ запропонованою функцією для випадку  $n=45$ .

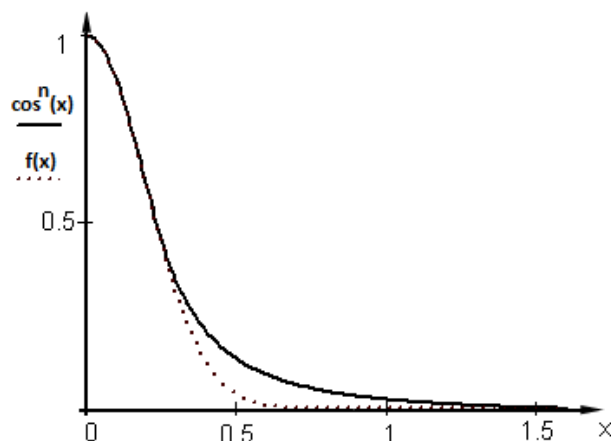


Рис. 1. Апроксимація ДФВЗ для випадку  $n = 45$

### Висновки

Розроблена апроксимація дистрибутивної функції відбивної здатності поверхні має такі переваги порівняно з найбільш поширеними підходами:

- має просту апаратну реалізацію та вимагає блоку пам'яті для зберігання лише 3-х коефіцієнтів;
- має у 17 разів меншу похибку порівняно з функцією Шліка;
- адекватно відображає зону блюмінг;
- апроксимації використовує одну функцію на всьому проміжку та не містить трудомісткої операції ділення.

### Література

1. Christophe Schlick A Fast Alternative to Phong's Specular Model // Graphics Gems IV.

Academic Press. – 1994. – pp. 404-409.

2. Калюттов А.В. Введение в фотореалистическую графику // Политехника, Санкт-Петербург 2006.

3. Романюк О. Н. Квадратична апроксимація BRDF / О. Н. Романюк, Ю. Л. Ляшенко // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2007. – № 1. – С. 67– 69.

4. Херн Д. Компьютерная графика и стандарт OpenGL/ Херн Д., Павлин Бейкер М // М.: Издательский дом «Вильямс».2005. – 1168 с.

5. Романюк О.Н. Апроксимація дистрибутивної функції відбивної здатності поверхні поліномом третьої степені / О.Н. Романюк, Ю.Л. Ляшенко // Internet-Education-Science, IES-2006, Volume 2, 2006

Надійшла до редакції  
5.10.2009 р.

**УДК 355/359.08**

**С.М. ЗЛЕПКО, Л.Г. КОВАЛЬ, Р.Ст. БЕЛЗЕЦЬКИЙ**

Вінницький національний технічний університет

## **НОВІ МОЖЛИВОСТІ РЕГІОНАЛЬНИХ ЦЕНТРІВ КОМПЛЕКТУВАННЯ ЗБРОЙНИХ СИЛ УКРАЇНИ**

Розглянуто шляхи вдосконалення роботи регіональних центрів комплектування Збройних сил України на етапі переходу до контрактної армії. Запропоновано концепцію відбору кандидатів на військову службу за контрактом.

**The ways of improvement of work of regional complete-set centers of Armed forces of Ukraine at a transition stage to contract army is considered. The concept of candidates selection on contract military service is offered.**

Ключові слова: концепція відбору кандидатів.

### **Вступ**

Більшість аварій в Україні є безпосереднім наслідком неадекватної діяльності людини. Результати аналізу виробничого травматизму і смертності від нещасних випадків на виробництві за 2000– 2008 роки свідчать, що через помилки працівників кожного року травмувалося до 75 % і гинуло близько 80 % усіх потерпілих. Групові нещасні випадки у 75–85 % випадків також траплялися з вини людського фактору [1].

Аварійність і травматизм з вини «людського фактору» зумовлені, як правило, допуском до виконання небезпечних робіт осіб з підвищеним ризиком травматизму, професійно важливі психофізіологічні якості яких не відповідають вимогам професійної діяльності. Також важливою обставиною є перебування працівника у стані, що знижує надійність і безпеку діяльності (втома, психофізіологічне виснаження, збудження тощо).

В умовах Збройних сил (ЗС) України такі причини будуть мати вкрай негативні наслідки навіть у мирний час – а у військовий – можуть привести до невиконання ЗС своєї функції.

Аналіз діяльності військових частин та підрозділів України, в тому числі і у складі миротворчих формувань, свідчить, що основні причини нещасних випадків та невиконання поставлених завдань зумовлені саме психофізіологічними факторами.

Нажаль, проблеми, що існували раніше, отримали свою проекцію і на армію контрактну. Це і втечі із військових частин і нестатутні відносини, і неадекватне застосування зброї. Але в армії контрактній досить часто ці проблеми поглиблюються за рахунок того, що командування намагається приховати реальну картину того, що відбувається.

Останнім часом все частіше почали називати наступні два джерела, що створюють цей негатив в армії. Перше – неякісний відбір в Збройні Сили, що проводиться у військових комісаріатах і, відповідно, низька допризовна підготовка до військової служби молоді. Друге – це слабка виховна робота з боку офіцерів безпосередньо у військових частинах, а також по профілактиці попереджень військових порушень [2, 3].

В останній час в практичній медицині все більше уваги надається методам неінвазивної діагностики, що відповідають вимогам забезпечення повної безпеки обстежених та досліджених, їх комфортності, оперативності, всебічності при збереженні високої достовірності кількісних результатів. У зв'язку з цим розроблення та практична апробація нових підходів до побудови діагностичної апаратури при оперативному аналізі функціонального стану різних органів та систем людини представляється як актуальна задача. Це особливо важливо при урахуванні сучасних тенденцій в оцінюванні стану людини на основі системного підходу та теорії функціональних станів [4, 5, 6].

### **Основний зміст статті**

По мірі того, як будуть створюватись і функціонувати регіональні центри комплектування, коли можна буде з досить малою похибкою прогнозувати не тільки загальну

кількість контрактників, а і їх кількість по родах військ, посадах, терміну служби і т. д., тільки після цього можна буде поступово зменшувати частку військовослужбовців— строковиків у загальній чисельності професійної армії. Такий підхід дасть можливість забезпечити нову функцію військкоматів, які стануть координаторами між регіональними центрами комплектування кандидатів і професійними Збройними Силами України.

Багаторівневий психофізіологічний відбір на службу до Збройних Сил України повинен визначати рівень відповідності кандидатів професійним і етичним вимогам, умінню оцінювати підлеглих, ступінь їх мотивації на військову службу, лідерські якості, комунікабельність.

З високою ступінню надійності буде забезпечено відсіювання людей, які не придатні для служби за психічним станом або незадовільним рівнем мотивації; сортування людей за інтелектуальними здібностями на тих, які здатні виконувати роботу, що вимагає високих інтелектуальних навантажень і тих, яким не можна доручати виконання робіт, що викликають інтелектуальне виснаження; відбір на керівні посади, який здійснюється для особистостей, що позитивно пройшли всі попередні етапи відбору.

Для забезпечення необхідної високої прогностичної цінності та надійності методик при їх розробці і підборі, а також при практичному використанні в процедурі відбору, необхідно керуватися рядом принципових положень, головними з яких є наступні [7].

*Принцип наукової обґрунтованості.* Методики повинні дозволяти досліджувати і оцінювати саме ті якості особи, які є професійно важливими для того або іншого виду діяльності і виявлені в результаті її психофізіологічного аналізу. Повинно бути ясно, яка якість піддається вивченню і чому саме її слід оцінювати.

*Принцип об'єктивності.* Реалізація даного принципу передбачає необхідність створення і підтримки в період обстеження стандартизації: обстановки і методик обстеження, інструкції, організаційних форм експерименту, форми реєстрації, аналізу і інтерпретації результатів дослідження. Недостатня стандартизація умов проведення дослідження приводить до зниження надійності методик, а, отже, і їх цінності.

*Принцип практичності.* Методики повинні бути такими, щоб їх використання не вимагало якої-небудь спеціальної, тривалої підготовки випробовуваних. Бажано, щоб вони були економічними з погляду вартості апаратури, проведення дослідження і обробки його результатів, а також економічними відносно часу, відведеного на проведення дослідження. Методики повинні бути простими і, по можливості, повинні забезпечувати масове обстеження за участю обмеженої кількості обслуговуючого персоналу.

Ефективність використовуваних методів професійного відбору і надійність одержуваних результатів багато в чому залежить від організації психофізіологічного обстеження.

Наукові дослідження та аналіз практичних результатів, які проводяться у різних країнах світу, свідчать про високий ступінь залежності стану здоров'я та працездатності працівників від їхніх психофізіологічних якостей. Ці дані підтверджують доцільність запровадження у галузях народного господарства із підвищеним рівнем виробничої небезпеки психофізіологічного добору і психофізіологічної експертизи.

Застосування професійного психофізіологічного добору, як свідчить досвід розвинених країн і дані вітчизняних авторів, приводить до зменшення рівня аварійності технічних систем залежно від видів і умов діяльності на 40–70 %, зменшення кількості техногенних катастроф – на 20–25 %, зниження рівня травматизму через «людський фактор» – на 40–45 % [1].

Професійний психофізіологічний добір і психофізіологічна експертиза (як його кінцевий результат) якраз і є тими заходами, що спрямовані на вирішення проблеми «людського фактора», істотно впливають на підвищення рівня безпеки і збереження здоров'я працівників і службовців.

Психофізіологічний добір та експертизу необхідно проводити у разі наявності високої ціни можливої помилки фахівця (небезпека для життя оточуючих людей і самого фахівця, заподіяння матеріальних й моральних збитків, пошкодження обладнання тощо).

У розвинених країнах психофізіологічна експертиза давно стала і обов'язковою складовою безпеки на виробництві.

Психофізіологічна експертиза спрямована на виявлення відповідності працівника професійним вимогам до виконання конкретної роботи підвищеної небезпеки чи такої, що потребує професійного добору: наявність і рівень розвитку певних професійно важливих психофізіологічних якостей, що визначають спроможність працівника діяти адекватно і надійно (увага, пам'ять, швидкість та точність реакції, здатність приймати адекватні рішення у напружених умовах діяльності та ін.).

Нижче наведено значення деяких психофізіологічних професійно важливих якостей з погляду безпеки праці [1].

Психомоторні якості (координація, швидкість реакції). Безпека багатьох трудових процесів залежить саме від точної, швидкої та правильної реакції працівника на певні явища, що виникають під час трудового процесу.

Стійкість до впливу стресів (здатність приймати рішення та дії в екстремальних умовах). Емоції відіграють важливу роль у керуванні трудовою діяльністю. Нездатність регулювати емоційні процеси призводить до порушення уваги та перебоїв у діях, наслідком чого



можуть бути нещасні випадки.

Увага (концентрація, стійкість, розподіл, швидкість переключення, обсяг). Виконання роботи вимагає певної уваги. Це означає, що психічна діяльність працівника має бути спрямована на конкретне трудове завдання. Якщо в ході роботи почнуть діяти несподівані сильні впливи на працюючого (наприклад, звукові або світлові), станеться мимовільне відволікання уваги. У таких випадках нерідко допускається невиконання дії або неправильна дія, що призводить до нещасних випадків.

Пам'ять. Під час навчання трудових операцій відбувається їх стабільна фіксація у пам'яті. Швидкість і обсяг запам'ятовування, тривалість збереження інформації, точність її відтворення безпосередньо впливають і на безпеку діяльності.

Роботи підвищеної небезпеки характеризуються наявністю і психофізіологічних факторів виробничої небезпеки – фізичних (статичні й динамічні перевантаження, гіподинамія) і нервово-психічних (розумове перенапруження, монотонність праці, емоційні перевантаження, перенапруження аналізаторів). Зазначені фактори спричиняють зміни в стані людини під впливом важкості та напруженості праці.

За таких умов виконання професійних обов'язків супроводжується максимальним напруженням фізіологічних і психічних функцій, що нерідко виходять за межі фізіологічної норми. У разі невідповідності психофізіологічних і професійно важливих якостей працівника вимогам професії швидко знижується працездатність, допускаються грубі порушення, помилкові дії, зриви діяльності тощо. Така діяльність характеризується зниженою надійністю й ефективністю, а стан працівника – підвищеним ризиком виникнення нещасного випадку. Деякий проміжок часу виконання професійних обов'язків може відбуватись без порушень і зривів за рахунок постійного перенапруження регуляторних систем організму. Але результатом такого стану досить швидко може стати розвиток стійких функціональних зрушень, межових розладів, які важко виявити під час звичайного медичного огляду. Тривале збереження такої несприятливої ситуації спричинює розвиток психосоматичних захворювань. Таким чином замикається патологічне коло: окрім підвищеного ризику виникнення розладів здоров'я працівників, психофізіологічні якості яких не повністю відповідають вимогам професії, спостерігається підвищений ризик виникнення нещасного випадку [1].

На ймовірність виникнення нещасного випадку впливає також неврівноваженість емоційних процесів. Наприклад, підвищена емоційна нестійкість, несподівані зміни радості та злості, гостра емоційна реакція на незначні зовнішні подразнення підсилюють схильність робітника до загрози нещасного випадку і зменшують його захищеність.

Оцінити професійно важливі психофізіологічні якості працівника можна лише з допомогою психофізіологічних тестів – спеціального інструмента оцінки індивідуальних властивостей людей. За спеціальними статистично обґрунтованими алгоритмами ухвалення рішення можна отримати імовірнісну прогнозовану оцінку успішності та надійності діяльності працівника під час виконання конкретної роботи підвищеної небезпеки чи такої, що потребує професійного добору.

Вимоги певного роду діяльності до психофізіологічних якостей людини оцінюються на підставі її психофізіологічного аналізу, складання психофізіограми цієї діяльності. Після цього підбирається відповідний методичний апарат, що дозволяє оцінити аналізовані психофізіологічні якості. При цьому необхідно відзначити, що психофізіологічний відбір повинен носити комплексний характер, бути активним, відповідати принципам диференційованості, динамічності, наукової обґрунтованості, а методики повинні відповідати вимогам надійності, прогностичності та повинні бути об'єктивні і практичні. Тільки при дотриманні всіх цих вимог можлива достатньо вичерпна оцінка психофізіологічних якостей людини, які цікавлять дослідника.

### Висновок

Таким чином, розширення можливостей регіональних центрів комплектації при відборі кандидатів на контрактну службу в Збройні Сили України буде сприяти тому, що в ЗСУ не попадуть люди з неадекватною поведінкою, ненадійні, що в кінцевому результаті і буде направлено на підвищення боєздатності і рівня професійної готовності Української армії, зменшить фінансові ризики і витрати, пов'язані з підготовкою контрактників та оптимізує їх підготовку і професійну діяльність.

### Література

1. Єна А. Психофізіологічна експертиза для працівника і роботодавця [Електронний ресурс] / А. Єна, В. Маслюк, Д. Тимошина // Охорона праці. – 2008. – № 3. – Режим доступу до журналу:
2. <http://ohoronapraci.kiev.ua/ua/archive/2008/3/psihofiziologicheskaya-ekspertiza-dlya-rabotnika-i>. – Назва з титул. екрану.
3. Злепко С. М. Науково– методичні принципи формування Збройних Сил України / С. М. Злепко, В. В. Петренко / Східно– Європейський журнал передових технологій. – 2008. – № 312 (33). – С. 48– 50.

4. Новиков В. С. Теоретические и прикладные основы профессионального психологического отбора военнослужащих / В. С. Новиков, А. А. Боченков. – СПб: ВМедА, 1997. – 188 с.
5. Методичні рекомендації з порядку організації і провадження атестування військовослужбовців Збройних Сил України [Електронний ресурс] / Міністерство оборони України; затверджені директором департаменту кадрової політики Міністерства оборони України: зі змінами і доповненнями станом на 22.01.2008 р. – Режим доступу до документу:
6. [http://www.mil.gov.ua/files/dkp/guide\\_attestation.pdf](http://www.mil.gov.ua/files/dkp/guide_attestation.pdf). – Назва з титул. екрану.
7. Інформаційна технологія психофізіологічного тестування і відбору персоналу для органів внутрішніх справ України: монографія / [С. М. Злепко, Л. Г. Коваль, М. Т. Бондарчук та ін.]. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2008. – 154 с.
8. Райгородський Д. Я. Практическая психодиагностика. Методика и тесты: учебное пособие / Д. Я. Райгородский. – Самара: БАХРАХ–М, 2000. – 677 с.
9. Васильков А. М. Принципы и методические основы изучения и оценки психофизиологических качеств человека [Электронный ресурс] / А. М. Васильков, В. Г. Белов // FOLLOW.RU: Познай себя и окружающих. – Психология. Общая психология. – Режим доступа к статье:
10. <http://www.follow.ru/article/329>. – Название с титул. экрана.

Надійшла до редакції  
17.11.2009 р.

УДК 681.324

**М.Я. БОНЕВИЧ, О.П. ВОЙТЮК**

Хмельницький національний університет

## **КОМПЛЕКСНЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ВУЗОВ**

У статті розглядається комплексний метод аналізу продуктивності комп'ютерної мережі масштабу ВНЗ на прикладі мережі Хмельницького національного університету. Для аналізу були вибрані деякі кафедральні сегменти мережі. Стаття розповідає о аналізі транспортного рівня, мережевого обладнання, прикладового ПО а також архітектури мережі. У кінці наведені висновки на основі отриманих результатів.

**The article deals with a complex method of analyzing the performance of a corporate computer network scale of high school as an example network Khmel'nitsky National University. For the analysis of several selected segments of the Cathedral network. The article tells about the analysis of the transport layer, network equipment, application software and network architecture. At the end presented the findings on the basis of the results.**

Ключевые слова: сети, производительность, анализ.

**Вступление.** Современная компьютерная образовательная сеть ВУЗа значительно превосходит большие корпоративные сети предприятий, насчитывая сотни персональных компьютеризированных учебных и рабочих мест и десятки серверов. Это позволяет эффективно использовать новейшие технологии и автоматизацию обучения, применять дистанционные технологии, создать огромные распределенные научные базы данных, организовать документооборот, интернатизацию и виртуализацию учебных процессов. Так же подобные сети динамически развиваются, что выдвигает требования гибкости настроек и простого масштабирования к сети. В связи с этим, перед администраторами и архитекторами сети стоит актуальная задача анализа производительности сети.

**Цель Статьи.** В данной статье рассматривается комплексный метод анализа производительности компьютерной сети на примере сегментов кафедральной структуры. Выборочный сегментарный анализ поможет администраторам и архитекторам компьютерной сети избежать тупиковых решений её развития, проблем с запуском новых сервисов, а также экономии ресурсов.

**Постановка задачи.** Перед статьёй стоит задача рассмотреть комплексный анализ компьютерной сети ВУЗа, которая перетекает в комплекс мер и действий, логически разбиваемых на 3 уровня:

- Тестирование транспортного уровня реализации модели OSI. Другими словами, тестирование кабельной инфраструктуры сети.
- Анализ работы активного сетевого оборудования и системного программного обеспечения, выявление скрытых неявных коллизий.
- Общая комплексная оценка топологии сети, расчет и тестирование пропускной способности и узких мест её архитектуры. Анализ сбалансированности сегментов сети и магистральных каналов.

**Основная часть.** Начнём анализ с кабельной инфраструктуры. Существует разнообразное оборудование для диагностики и сертификации кабельных систем. Условно это оборудование можно поделить на четыре основные группы: сетевые мониторы, приборы для сертификации кабельных систем, кабельные сканеры и тестеры (мультиметры) [1]:

- Сетевые мониторы (называемые также сетевыми анализаторами) предназначены для тестирования кабелей различных категорий. Следует различать сетевые мониторы и анализаторы протоколов. Сетевые мониторы собирают данные только о статистических показателях трафика – средней интенсивности общего трафика сети, средней интенсивности потока пакетов с определенным типом ошибки и т.п.

- Назначение устройств для сертификации кабельных систем непосредственно следует из их названия. Сертификация выполняется в соответствии с требованиями общепринятых международных стандартов на структурированные кабельные системы (СКС).

- Кабельные сканеры используются для диагностики медных кабельных систем.

- Тестеры предназначены для проверки кабелей на отсутствие физического разрыва.

Для вузов очень характерно неупорядоченное развитие сети и кабельной инфраструктуры в частности. Этому есть ряд причин. Как правило такие скачки происходят в условиях тотальной экономии средств и ресурсов. Также стоит отметить большую структурированность ВУЗов, что приводит к децентрализации общего логического процесса управления вузовской кампусной сети. Также с ростом кафедральных единиц отдельным сегментам сети ВУЗа свойственны частые переезды из одного помещения в другое. Анализ отдельно взятых кафедральных сетей позволяет констатировать наличие в сети устаревших решений на базе коаксиального кабеля. Также, частично вычислительные сети проходят параллельно, скученно и вблизи силовых кабелей, питающих мощное лабораторное оборудование. Подобные нарушения приводят к электромагнитным помехам, которые можно было бы уменьшить применением экранированных кабелей. Реконструкция подобных сетей является задачей сложной. Именно на таких сложных отрезках особенно актуальны международные стандарты EIA/TIA 568, 569, 570, 606, 607, TSB 36, TSB 40, TSB 67. Эти стандарты представляют собой описание правил построения такой структурированной кабельной системы, которая не зависела бы от используемого сетевого оборудования, перемещения пользователей по зданию и т. п. Соблюдение этих стандартов при создании и эксплуатации сети позволяет в течение 10-15 лет избежать серьезных проблем с кабельным хозяйством [2].

Анализ работы сетевого оборудования и системного программного обеспечения необходимо проводить, оценивая качество работы прикладного ПО в сети. Именно оно, с точки зрения конечного пользователя, является определяющим.

Существует значительная альтернатива при выборе методов анализа сети. Они могут существенно отличаться, как методиками так и средствами анализа. Но все их многообразие можно классифицировать:

- Системы управления сетью (NetworkManagementSystems) – централизованные программные системы, которые собирают данные о состоянии узлов и коммуникационных устройств сети, а также данные о трафике, циркулирующем в сети. Эти системы не только осуществляют мониторинг и анализ сети, но и выполняют в автоматическом или полуавтоматическом режиме действия по управлению сетью – включение и отключение портов устройств, изменение параметров мостов адресных таблиц мостов, коммутаторов и маршрутизаторов и т.п. Примерами систем управления могут служить популярные системы HPOpenView, SunNetManager, IBMNetView.

- Средства управления системой (SystemManagement). Средства управления системой часто выполняют функции, аналогичные функциям систем управления, но по отношению к другим объектам. В первом случае объектом управления является программное и аппаратное обеспечение компьютеров сети, а во втором – коммуникационное оборудование. Вместе с тем, некоторые функции этих двух видов систем управления могут дублироваться, например, средства управления системой могут выполнять простейший анализ сетевого трафика.

- Встроенные системы диагностики и управления (Embeddedsystems). Эти системы выполняются в виде программно-аппаратных модулей, устанавливаемых в коммуникационное оборудование, а также в виде программных модулей, встроенных в операционные системы. Они выполняют функции диагностики и управления только одним устройством, и в этом их основное отличие от централизованных систем управления. Примером средств этого класса может служить модуль управления концентратором Distrebuted 5000, реализующий функции автосегментации портов при обнаружении неисправностей, приписывания портов внутренним сегментам концентратора и некоторые другие. Как правило, встроенные модули управления "по совместительству" выполняют роль SNMP-агентов, поставляющих данные о состоянии устройства для систем управления.

- Анализаторы протоколов (Protocolanalyzers). Представляют собой программные или аппаратно-программные системы, которые ограничиваются в отличие от систем управления

лишь функциями мониторинга и анализа трафика в сетях. Хороший анализатор протоколов может захватывать и декодировать пакеты большого количества протоколов, применяемых в сетях – обычно несколько десятков. Анализаторы протоколов позволяют установить некоторые логические условия для захвата отдельных пакетов и выполняют полное декодирование захваченных пакетов, то есть показывают в удобной для специалиста форме вложенность пакетов протоколов разных уровней друг в друга с расшифровкой содержания отдельных полей каждого пакета.

- Экспертные системы. Этот вид систем аккумулирует человеческие знания о выявлении причин аномальной работы сетей и возможных способах приведения сети в работоспособное состояние. Экспертные системы часто реализуются в виде отдельных подсистем различных средств мониторинга и анализа сетей: систем управления сетями, анализаторов протоколов, сетевых анализаторов. Простейшим вариантом экспертной системы является контекстно-зависимая help-система. Более сложные экспертные системы представляют собой так называемые базы знаний, обладающие элементами искусственного интеллекта. Примером такой системы является экспертная система, встроенная в систему управления Spectrum компании Cabletron.

- Многофункциональные устройства анализа и диагностики. В последние годы, в связи с повсеместным распространением локальных сетей возникла необходимость разработки недорогих портативных приборов, совмещающих функции нескольких устройств: анализаторов протоколов, кабельных сканеров и, даже, некоторых возможностей ПО сетевого управления. В качестве примера такого рода устройств можно привести Compas компании MicrotestInc. или 675 LANMeter компании FlukeCorp [1].

Любой из этих методов должен помочь установить утилизацию канала. Утилизация канала связи сети – это процент времени, в течение которого канал связи передает сигналы, или иначе – доля пропускной способности канала связи, занимаемой кадрами, коллизиями и помехами [2]. Другими словами узнав этот параметр мы будем знать величину загруженности сети. Стандарт де-факто, в соответствии с которым для удовлетворительной работы сети Ethernet утилизация канала связи "в тренде" (усредненное значение за 15 минут) не должна превышать 20 %, а "в пике" (усредненное значение за 1 минуту) – 35-40 %, но если рабочая станция и сервер обладают высокой производительностью, и между ними идет обмен большими порциями данных, то утилизация в канале связи может достигать 80-90 % (особенно в пакетном режиме – burst mode). Это абсолютно не замедляет работу сети, а, наоборот, свидетельствует об эффективном использовании ее ресурсов прикладным ПО. Помимо канала связи узкие места в системе могут возникнуть из-за недостаточной производительности или неправильных параметров настройки сервера, низкой производительности рабочих станций, неэффективных алгоритмов работы самого прикладного ПО. Но однозначно можно утверждать, что при увеличении протяженности домена сети допустимая утилизация уменьшается. Чем больше протяженность домена сети, тем позже будут обнаруживаться коллизии.

Перечислим типичные ошибки, которые провоцируют коллизии, для кадров протокола Ethernet:

- Локальная коллизия (LocalCollision). Является результатом одновременной передачи двух или более узлов, принадлежащих к тому сегменту, в котором производятся измерения. Если сетевой анализатор не генерирует кадры, то в сети 10Base-T (на витой паре) локальные коллизии не фиксируются. Слишком высокий уровень локальных коллизий является следствием проблем с кабельной системой.

- Удаленная коллизия (RemoteCollision). Эти коллизии происходят на другой стороне повторителя (по отношению к тому сегменту, в котором установлен измерительный прибор). Так как концентратор 10Base-T является многопортовым повторителем, у которого каждый сегмент закреплен за одним узлом, то все измеряемые коллизии в сети 10Base-T являются удаленными (кроме тех случаев, когда анализатор сам генерирует кадры и может быть виновником коллизии). Не все анализаторы протоколов и средства мониторинга одинаковым образом фиксируют удаленные коллизии. Это происходит из-за того, что некоторые измерительные средства и системы не фиксируют коллизии, происходящие при передаче преамбулы.

- Поздняя коллизия (Late Collision). Это коллизия, которая происходит после передачи первых 64 байт кадра (по протоколу Ethernet коллизия должна обнаруживаться при передаче первых 64 байт кадра). Результатом поздней коллизии будет пакет, который имеет длину более 64 байт и содержит неверное значение контрольной суммы. Этот пакет обязательно был сгенерирован в локальном сегменте. Чаще всего это указывает на то, что сетевой адаптер, являющийся источником конфликта, оказывается не в состоянии правильно прослушивать линию и поэтому не может вовремя остановить свою передачу [1].

При исследовании проблемы коллизий стоит помнить, что практически все чисто программные анализаторы протоколов фиксируют наличие коллизии только в том случае, если они обнаруживают в сети фрагмент, т. е. результат коллизии. При этом наиболее распространенный тип коллизий – происходящие в момент передачи преамбулы кадра (т. е. до начального ограничителя кадра (SFD)) – программные измерительные средства не обнаруживают, так уж устроен набор микросхем сетевых плат Ethernet. Наиболее точно

коллизии обнаруживают аппаратные измерительные приборы.

Из выборочного анализа кафедральных сетей видно, что утилизация каналов сети высокая. На отдельных сегментах встречается высокий процент коллизий. Так же настройка сетевого ПО утрудняет работу некоторых протоколов.

Общая оценка топологии сети основывается на методах коммутации. Метод коммутации – это способ соединения компьютеров каналами связи для передачи данных между ними [3].

Методы коммутации классифицированы на рисунке 1.

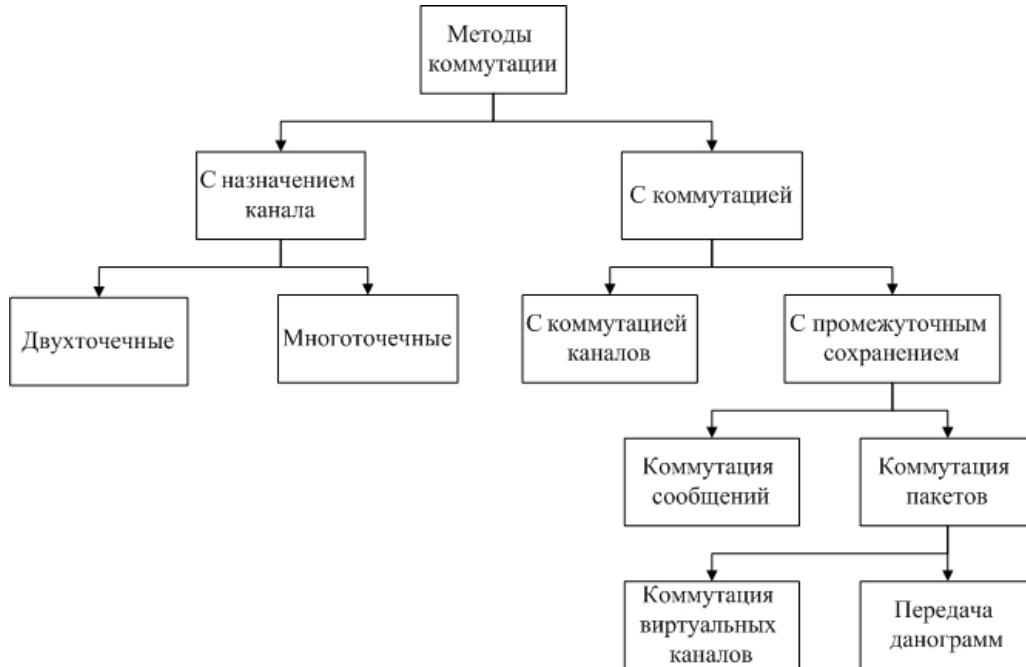


Рис. 1. Классификация методов коммутации

Проанализировать стоимость и сферы применения разных методов коммутации можно на рисунке 2. Качественный график отношения стоимости передачи данных от объема информации, которая может быть передана тремя разными методами коммутации. Берём за основу, что расстояние и полоса пропускания – константы.

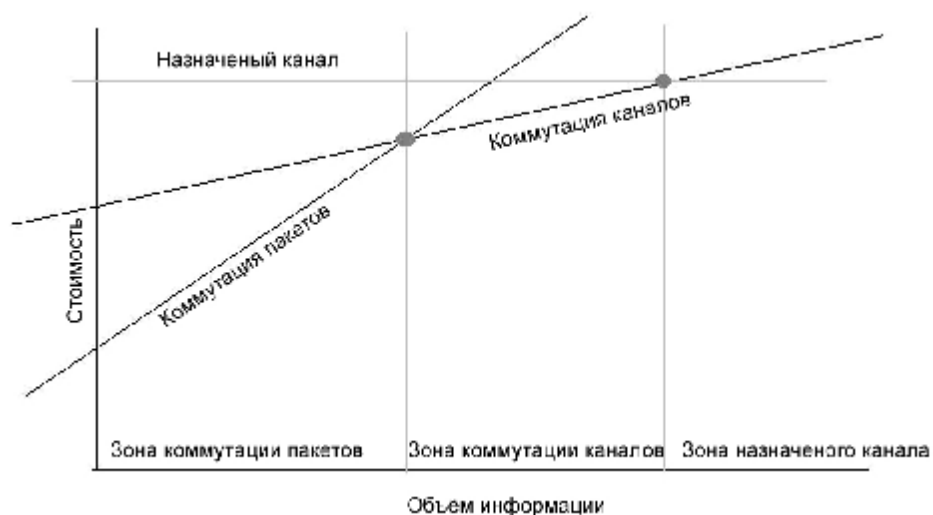


Рис. 2. Сфера применения методов коммутации

Проанализировав архитектуру сети ВУЗа видно, что некоторые домены перегружены и нуждаются в другом виде коммутации. Также не все магистрали справляются с объемами передаваемых данных.

Выводы. Подводя итог можем констатировать, что компьютерная сеть ВУЗа находится в рабочем, не критическом состоянии. Однако анализ показывает на ощутимые проблемы во многих её участках. Можно предложить изменить метод коммутации проблемных сегментов, внедрить сервера с поддержкой протокола SNMP для постоянного анализа производительности

сетевого обладнання і прикладного ПО і також розробити проект модернізації кабельної структури мережі в майбутньому.

### Литература

1. Олифер Н.А., Олифер В.Г. Средства анализа и оптимизации локальных сетей. – Центр Информационных Технологий, 1998
2. Кунегина С.В. Диагностика локальных вычислительных сетей // [www.kunegin.narod.ru](http://www.kunegin.narod.ru) 2003
3. Буров Е. Компьютерные сети. – СПб.: БаК, 1999

Надійшла до редакції  
14.10.2009 р.

УДК 67.02: 006.85

**А.И. КОВАЛЕВ**

ОАО ЭК «Хмельницоблэнерго»

**А.С. ЗЕНКИН**

Киевский национальный университет технологий и дизайна

## ПРОЦЕССНОЕ ОПИСАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ГОТОВНОСТИ ПРОИЗВОДСТВА

Представлено опис процесу забезпечення технологічної готовності виробництва відповідно до вимогами стандартів ДСТУ ISO серії 9000, включаючи модель процесу; карту процесу, структуровану по стадіях циклу безперервного поліпшення PDCA; показники результативності процесу; і діаграми послідовності етапів робіт. Забезпечення технологічної готовності розглядається як планування якості продукції та технологічний супровід виробництва.

It is presented the description of process provision of technological readiness production according to requirements of Ukrainian Standards ISO series 9000 that includes the model of process; chart of process that is structured in according with stages of cycle the persistent improvement PDCA; the indicators of effectiveness the process; and the diagram of succession the phase of work. The process provision of technological readiness is considered as planning the quality of product and technological maintenance of production.

Ключові слова: технологічна готовність виробництва, якість продукції, показники, результативність, процес.

**Keywords: technological readiness of production, quality of products, Indicators, effectiveness, process.**

### Введение

Современная трактовка качества продукции включает совокупность присущих характеристик и вводит понятие степени соответствия присущих характеристик требованиям. Соответствие присущих характеристик спроектированного изделия параметрам технологических процессов осуществляется достижением технологической готовности производства, т.е. обеспечением наличия на предприятии полных комплектов конструкторской и технологической документации и средств технологического оснащения, необходимых для осуществления заданного объема выпуска продукции с установленными технико-экономическими показателями. Единая система технологической подготовки производства непрерывно совершенствуется на основе достижений науки и техники и в контексте процессно-ориентированных стандартов управления производством призвана обеспечить процессный подход к применению методов и средств, высокую приспособленность производства к непрерывному совершенствованию при технологическом сопровождении.

### Постановка задачи

В стандарте ДСТУ ISO 9001: 2008 (п. 7.1) о готовности производства сказано следующее:

- определены виды продукции и документы, устанавливающие требования к ним;
- определены потребности в производственных и технологических процессах и соответствующих документах;
- определены потребности в ресурсах на конкретный вид продукции (требования к оборудованию, персоналу, производственным помещениям);
- установлены операции контроля, деятельность по проверке, утверждению, а также мониторингу, измерению и испытаниям для конкретной продукции и критерии приемки продукции;
- осуществляют записи, необходимые для предоставления доказательств того, что процессы создания и созданная продукция отвечают требованиям.

Также (п. 7.5.2): процессы, результаты которых не могут быть проверены последующим мониторингом или измерениями и проявляются лишь в ходе использования продукции, аттестованы. Аттестация демонстрирует способность этих (специальных) процессов достигать

запланированные результаты. Аттестация включает следующее (если применимо): разработаны критерии для анализа и утверждения процессов; утверждены оборудование и квалификация персонала; выбраны определенные меры (из перечисленных), ведутся записи; практикуется повторная аттестация.

Предлагаемый ниже подход устанавливает: как достичь в контексте требований ДСТУ ISO 9001 соответствия присущих характеристик спроектированного изделия параметрам производственных (технологических) процессов и как оценить степень, с которой производство удовлетворяет сформулированным в конструкторской документации требованиям.

Результаты исследования

Цели процесса обеспечения технологической готовности производства можно сформулировать следующим образом.

(1) Актуализированные (обновляемые) конструкторские и технологические документы — для изготовления каждого вида продукции, обеспечивающие выполнение требований к продукции.

(2) Типовые формы записей для документирования соответствия требованиям конструкторской документации.

(3) Актуализированные средства технологического оснащения (технологическое оборудование, технологическая оснастка), компетентный производственный персонал.

(4) Своевременная технологическая готовность для выполнения планов производства.

Модель процесса приведена на рис. 1.

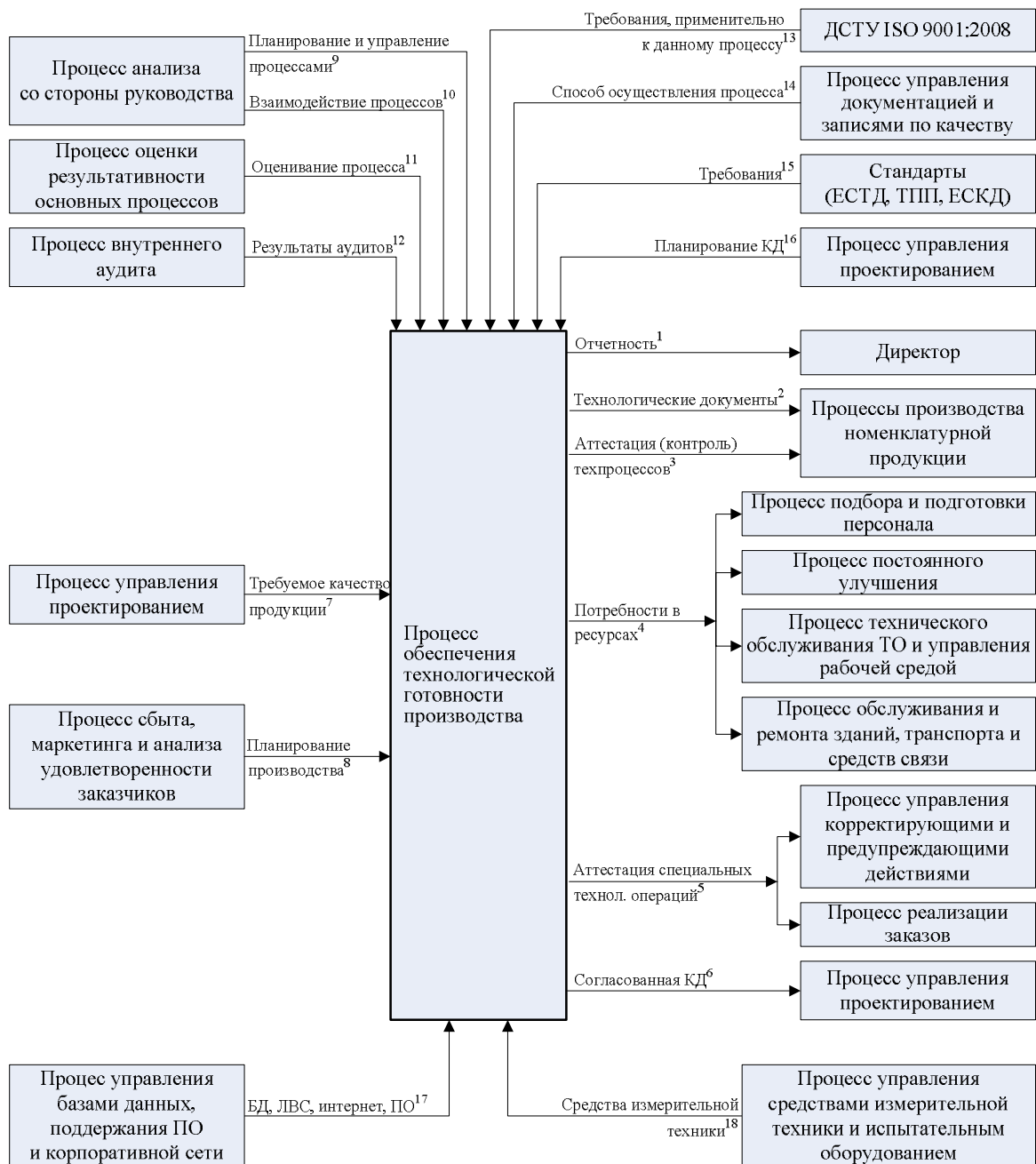


Рис. 1. Модель процесса обеспечения технологической готовности производства

БД – база данных; КД – конструкторская документация; ЛВС – локальная вычислительная сеть; ПО – программное обеспечение; ТО – технологическое оборудование.

Сноски в этой модели конкретизируют примерные документы (записи по качеству).

1. Отчет по качеству владельца процесса
2. Маршрутный лист, паспорт (свидетельство о приемке), ведомость планирования качества продукции, план-график ремонта технологического оборудования, рабочие инструкции (по сборке, др.), журналы по эксплуатации механической и электрической части оборудования.
3. Протокол аттестации (проверки) техпроцесса.
4. Перечень средств технологического оснащения (в наличие и требуемое с указанием характеристик), реестр компетентностей производственного персонала, перечень производственных и складских помещений.
5. Акты аттестации специальных технологических операций.
6. Актуализированные чертежи (технологический контроль: подпись).
7. Комплекты КД (подписи главного конструктора и исполнителя), технические условия на номенклатурную продукцию, программа и методика испытаний.
8. План производства (на месяц).
9. Целевая программа по качеству.
10. Руководство качеством предприятия.
11. Отчеты об аудите процессов.
13. Разделы 7.1 и 7.5.2 стандарта.
14. Документированная процедура процесса.
15. Стандарты технологической подготовки производства, единой системы технологической документации.
16. График разработки (пересмотра) КД.
17. Журналы контроля ПО и исправления ошибок, отчеты по результатам резервного копирования серверных частей ПО.
18. Актуализированный перечень средств измерительной техники и технического контроля.

Ответственность владельца процесса (технический директор, главный инженер или главный технолог) включает следующие активности.

- Обсуждает и согласовывает требования к продукции с главным конструктором – чтобы выявить нереалистичные цели или недостающую информацию.
- Обеспечивает развитие процесса и улучшение его показателей результативности, регистрирует показатели результативности процесса.
- Обеспечивает взаимосвязь процедур внутри процесса и взаимосвязь процесса с другими процессами. Путем анкетирования внутренних потребителей (владельцев смежных процессов) оценивает удовлетворенность количеством и качеством выходных потоков. Осуществляет регулярный анализ эффективности внутренних связей.
- Доводит до персонала важность удовлетворения требований заказчиков и требований конструкторской и технологической документации.

Процесс выполняется повторяющимися циклами PDCA [1]. На рис. 2 представлена карта процесса, структурированная по стадиям цикла PDCA и исполнителям. Темным цветом обозначены собственно активности ответственного функционального подразделения (например, службы главного технолога), белым – привлекаемые процессы [2].

Рассмотрим стадии работ в соответствии с картой.

*Идентификация заказчиков и их потребностей.*

Требования заказчиков оформляются в виде специальных документов, например, актуализированного «Перечня заказчиков» и «Ведомости опроса заказчиков».

*Перевод потребностей заказчиков на язык изготовителя.*

Требования заказчиков увязываются с характеристиками проектируемого изделия – в виде «Ведомости перевода потребностей заказчиков в характеристики изделия». Проблема, которая решается на этом этапе – различия в терминологии.

*Разработка изделия.*

В процессе разработки определяются и идентифицируются в конструкторской документации особенности (характеристики) разрабатываемого изделия, обеспечивающие удовлетворение потребностей заказчиков.

*Подготовка производства.*

Технологическая подготовка производства включает следующий состав работ.

(1) Разработка технических предложений в отношении:

- определения возможности (целесообразности) использования существующих и перспективных технологий;
- выявления проблемных вопросов технологии;
- составления ориентировочного перечня необходимых средств технологического оснащения (оборудование, оснастка);
- перспективной потребности в материалах.



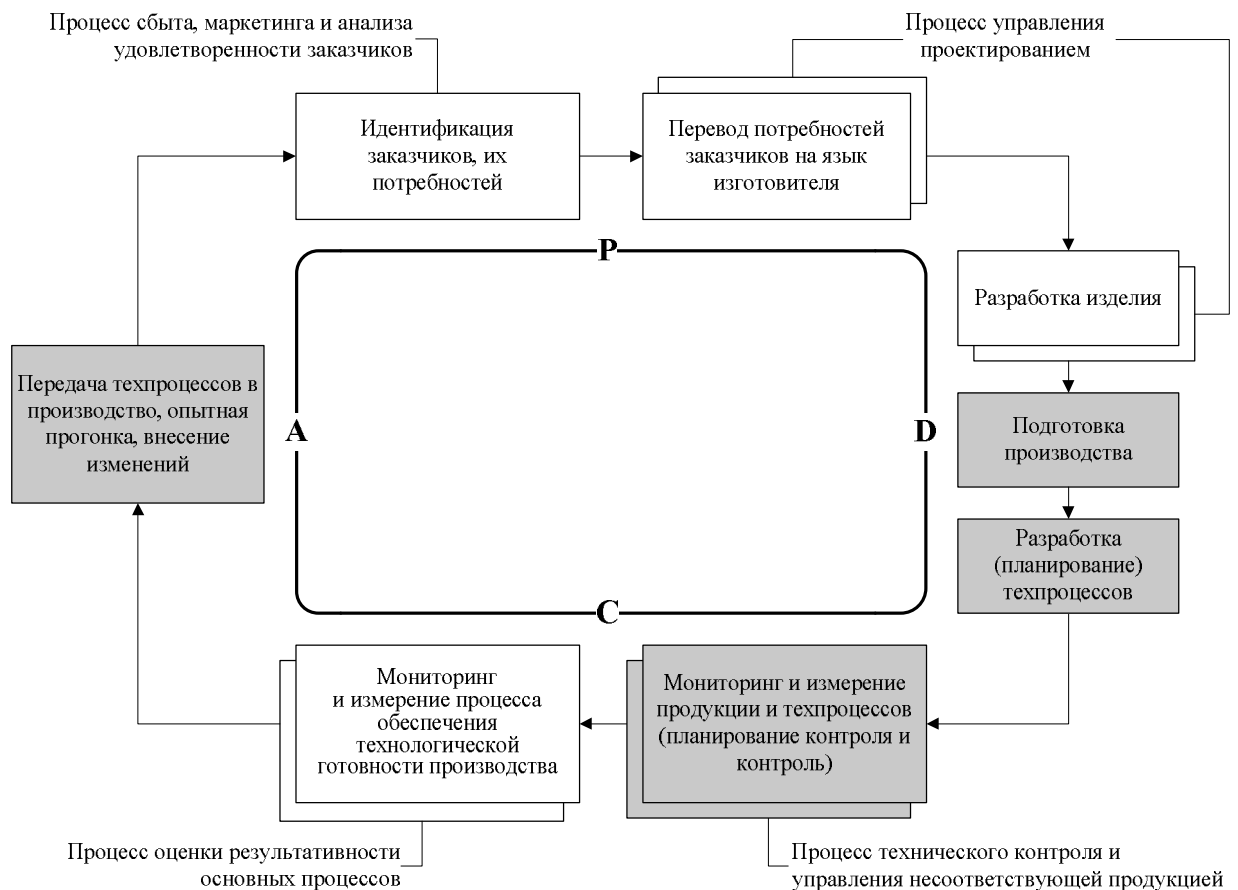


Рис. 2. Карта процесса обеспечения технологической готовности производства

(2) Подготовка рабочей документации и решение следующих технологических задач:

- конструкторско-технологический анализ и обеспечение технологичности изделия;
- разработка маршрута обработки с операциями контроля (маршрутный лист);
- унификация используемых материалов;
- унификация геометрии конструктивных элементов;
- перерасчет размерных цепей в конструкции детали;
- унификация технологической оснастки;
- переработка конструкторской документации изделия с целью выявления новых видов покрытия;
- формирование заявок на проектирование и изготовление специальной оснастки и инструмента;
- нормирование операций;
- определении состава и необходимого количества оборудования;
- составление норм расхода материалов;
- составление норм расхода инструмента;
- отработка технологии в процессе опытной прогонки (изготовления опытных образцов или установочной партии);
- проектирование разверток для листовых гнутых деталей;
- обеспечение экологической чистоты производственных процессов, охраны труда и промышленной санитарии;
- автоматизации производства.

*Разработка (планирование) техпроцессов.*

Владелец процесса рассматривает заданные требования к продукции совместно с конструкторами. Такое рассмотрение должно выявлять нереалистичные цели или недостающую информацию. Средство планирования техпроцессов – маршрутный лист. Некоторые технологические операции, например сварка, аттестовывают (они относятся к специальным техпроцессам), т.е. анализируют и утверждают в соответствии с требованиями, приведенными в акте аттестации.

*Мониторинг и измерение продукции и техпроцессов (планирование контроля и контроль).*

При планировании техпроцесса предусматривается контроль как средство, позволяющее удерживать его в запланированном состоянии. Контрольные операции устанавливаются (в

маршрутных листах) по согласованию с главным конструктором, который выявляет жизненно важные (критичные) особенности продукции (они определяются требованиями человеческой безопасности, законодательными ограничениями и т.д.).

В процессе планирования качества продукции осуществляется также первичная аттестация и проверка техпроцессов (технологической дисциплины). После каждой проверки должны быть выполнены действия по исправлению и обновлены маршрутные листы (если необходимо). При этом оформляется протокол аттестации (проверки) техпроцесса.

*Мониторинг и измерение процесса обеспечения технологической готовности производства.*

- Критерии результативности (цели функционирования) процесса.

(1) Наличие актуализированных конструкторских и технологических документов – для изготовления каждого вида продукции.

(2) Наличие типовых форм записей для документирования соответствия требованиям конструкторской документации.

(3) Наличие актуализированных средств технологического оснащения, компетентного производственного персонала.

(4) Своевременность достижения технологической готовности производства.

- Показатели результативности процесса.

$P_1$  – Процент дефектов (выявленных при выполнении технологических процессов и на приемо-сдаточных испытаниях) по причине несоответствующих конструкторских и технологических документов от общего числа дефектов – для каждого вида готовой продукции.

$P_2$  – Процент несоответствий, связанных с отсутствием технологических записей по качеству или неадекватностью этих записей (выявляется при аудите).

$P_3$  – Динамика отказов средств технологического оснащения (СТО).

$P_4$  – Результативность технического обслуживания технологического оборудования (ТО).

$P_5$  – Процент несоответствий, связанных с некомпетентностью производственного персонала (выявляется при аудите).

$P_6$  – Вариабельность циклов готовности производства.

Стандарты показателей результативности.

$$P_1 = \frac{\text{Число дефектов по причине несоответствующих констр. и технол. документ.}}{\text{Общее число выявленных дефектов}}.$$

$$P_2 = \frac{\text{Кол-во несоответствий, связанных с отсутствием записей по качеству}}{\text{Общее количество несоответствий (в отчетном периоде)}}.$$

$$P_3 = \frac{\text{Количество отказов СТО в текущий квартал}}{\text{Количество отказов СТО в предыдущий квартал}}.$$

$$P_4 = \frac{\text{Количество ремонтов ТО, выполненных в срок}}{\text{Количество плановых ремонтов}}.$$

$$P_5 = \frac{\text{Количество несоответствий, связанных с некомпетентностью персонала}}{\text{Общее количество несоответствий (в отчетном периоде)}}.$$

$$P_6 = \frac{\text{Текущее время цикла готовности производства}}{\text{Предыдущее время цикла готовности производства}}.$$

Показатели рассчитываются за период:  $P_1, P_6$  – ежемесячно;  $P_2, P_5$  – два раза в год;  $P_3, P_4$  – ежеквартально. Стандарты показателей устанавливаются:  $P_1 = P_2 = P_5 = 0$ ;  $P_3 < 1$ ;  $P_6 \leq 1$ .

*Передача техпроцессов в производство, опытная прогонка, внесение изменений.*

Демонстрация возможности техпроцесса осуществляется путем опытной прогонки – полномасштабным использованием, в течение которого владелец процесса и начальник вовлеченного производственного подразделения совместно оценивают возможности процесса в реальных условиях, подтверждают его контролируемость.

Передача техпроцессов производственным подразделениям включает базу данных, содержащую документы и формы записей по качеству, предупреждения и выводы, сделанные в ходе планирования качества продукции [3]. Эта стадия работы включает также периодический (два раза в год) анализ процесса планирования качества продукции, оценивание возможности и внедрения мер по улучшению (осуществляет владелец процесса).

Взаимодействие активностей (работ) процесса обеспечения технологической готовности производства и привлеченных процессов приведено на диаграмме (рис. 3).

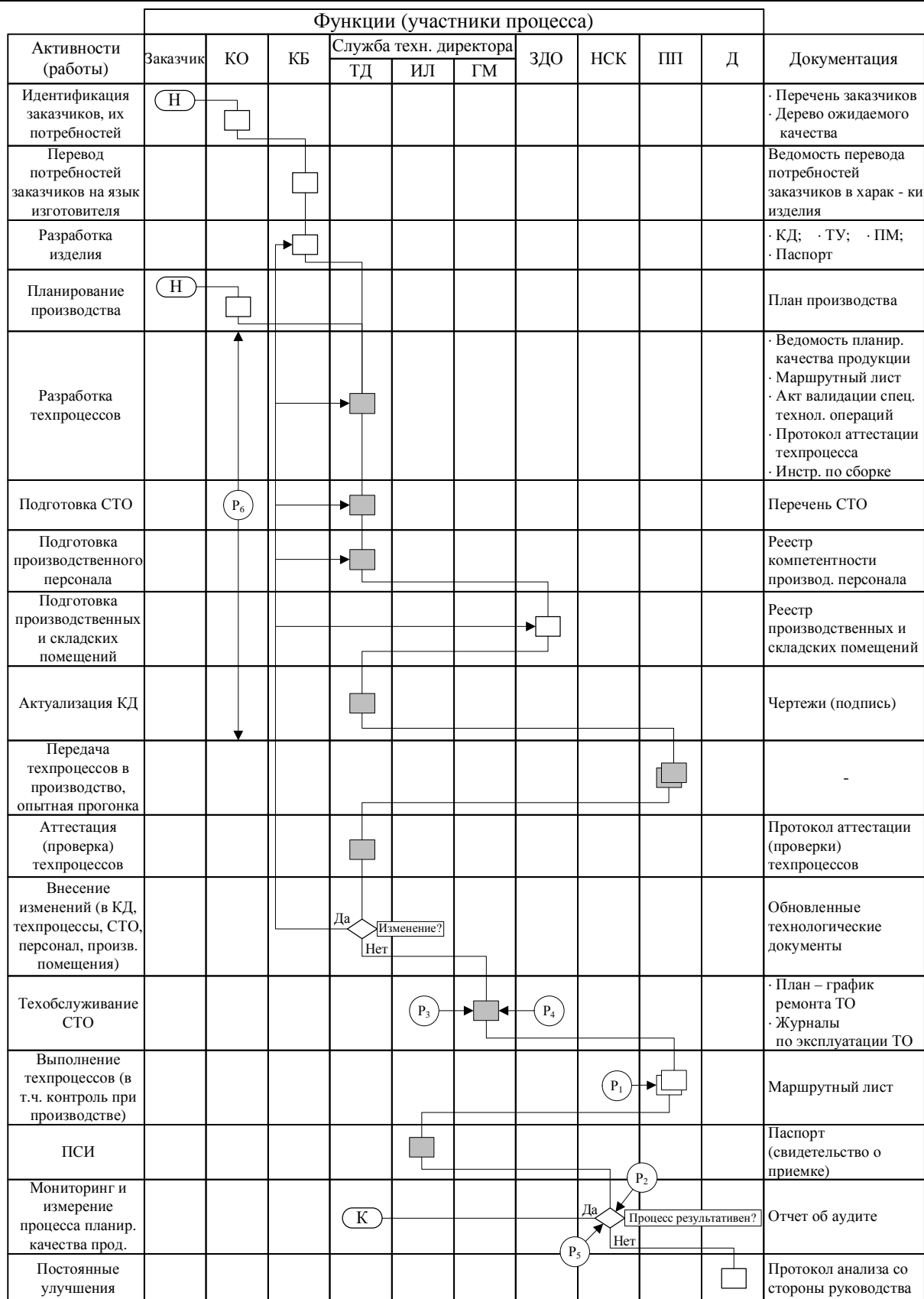


Рис. 3. Диаграмма описания последовательности этапов процесса обеспечения технологической готовности производства

Обозначения:



- Начало процесса



- Конец процесса



- Процедуры операционного цикла планирования качества продукции

<input type="checkbox"/>	- Привлеченные процессы (процедуры)
P <sub>1</sub> – P <sub>6</sub>	- Показатели результативности процесса
КО	- Коммерческий отдел
КБ	- Конструкторское бюро
ТД	- Технический директор
ИЛ	- Испытательная лаборатория
ГМ	- Главный механик
ЗДО	- Зам. директора по общим вопросам
НСУ	- Начальник службы качества
ПП	- Производственные подразделения
Д	- Директор
ПСИ	- Приемо-сдаточные испытания
ТУ	- Технические условия
ПМ	- Программа и методика испытаний

### Заклучение

Обеспечение технологической готовности производства осуществляет функцию планирования качества продукции, т.е. функцию управления, включающую комплекс работ: анализ производства; прогнозирование; оценивание и оптимизация альтернативных вариантов достижения целей, сформулированных при технологической подготовке производства; структурирование последовательности работ, например, по стадиям цикла *PDCA*; актуализация технологических и конструкторских документов и ресурсов; контроль результативности и внедрение необходимых корректирующих и предупреждающих действий.

Преимущество процессного подхода состоит в непрерывности управления, которое он обеспечивает на стыке отдельных техпроцессов в рамках производственной системы, а также при их комбинации и взаимодействии. Процессное описание (модель, карта процесса, диаграмма последовательности этапов) позволяет получить ответ на вопросы: в какой форме должны быть результаты (выход), кто отвечает за предоставление результатов, какие исходные данные должны быть предоставлены (вход), в какой форме должны быть исходные данные, кто отвечает за предоставление исходных данных, какие важные работы нужно выделить, какие требования к записям по процессу, соответствуют ли результаты процесса заданным значениям и желаниям потребителя, как можно улучшить процесс.

### Литература

1. Ковалев А.И. Менеджмент качества. Многое в немногих словах / А.И. Ковалев. – М.: РИА «Стандарты и качество», 2007. – 136 с.
2. Ковалев А.И. Разработка инструментов совершенствования качества деятельности предприятий / А.И. Ковалев, О.В. Захарченко, А.С. Зенкин // Современные проблемы производства и ремонта в промышленности и на транспорте: 10-й Юбилейный междунар. науч. – техн. семинар, 22-26 февр. 2010 г., г. Свалява, Карпаты: материалы семинара. – Киев, 2010. – С. 99-101.
3. Juran J.M., Gryna F.M. Quality Planning and Analysis. From Product Development through Use / J.M. Juran, F.M. Gryna. – New York, N.Y.: McGraw-Hill, 1980. – 629 p.

Надійшла до редакції  
14.10.2009 р.

**УДК 621.315**

**О.М. ШИНКАРУК, В.І. ЛУЖАНСЬКИЙ, І.Г. ЛЕПНА**

Хмельницький національний університет

## ОЦІНЮВАННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ПЕРЕОБЛАДНАННЯ ЗАСОБІВ ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ НА ДІЛЯНЦІ ПЕРВИННОЇ МЕРЕЖІ

В статті розглянут оцінювання ефективності переобладнання лінії зв'язку із застосуванням цифрової системи передачі ІКМ- 120У, з дотриманням умов про забезпечення високої якості цифрового лінійного тракту на ділянці первинної мережі смт. Білогір'я – смт. Ямпіль.

*In the article of rozglyanut evaluation of efficiency of re-equipment of flow line with application of the digital system of transmission of ІКМ- of 120U, with the observance of terms about providing of high quality of digital linear highway on the area of primary network of smt. Bilohir'ya – smt. Yampil'.*

Ключові слова: цифрова система передачі ІКМ-120У, не обслуговуючі регенератори, номінальна довжина регенераційної ділянки, якість цифрового лінійного тракту, ефективність переобладнання засобів лінії передачі.

**Вступ**

Телекомунікаційні технології відіграють надто суттєву роль в економічному і соціальному розвитку будь-якої країни, у реалізації національної і глобальної інформаційної структури, прискоренні світових інтеграційних процесів. Останнє десятиріччя внесло суттєві корективи в телекомунікаційні технології, методи проектування, побудову і реалізацію мереж зв'язку, склад користувачів, спектр послуг, якість передачі і відтворення інформації. Основою розвитку телекомунікаційних технологій є цифровізація обробки, передачі і прийому інформації будь-яких доступних користувальницьких послуг. Особливістю такого переходу в Україні є прагнення найшвидшого інтегрування в Європейську (міжнародну) телекомунікаційну цифрову мережу зв'язку. У концепції розвитку мереж зв'язку України визначена послідовність вирішення основних проблем телекомунікацій в умовах фінансової кризи при мінімальних витратах реконструкції (модернізації, цифровізації) існуючої інфраструктури мереж і технологій телекомунікацій. У перехідний період доцільне використання новітніх цифрових технологій і розгалужених існуючих електропровідних (мідних, багатопарних) кабельних направляючих систем. Це підтверджується суттєвим зростанням обсягів інформації в мережах корпоративного сектору користувачів, вимогами високої вірогідності передачі інформації методами симетричного (дуплексного) доступу по існуючим двопровідним телефонним мережам загального користування (ТМЗК) і глобальної мережі Інтернет, трафік якого постійно збільшується з часом.

В Україні стан сільських телефонних мереж загального користування має низький рівень цифровізування; переважна частина аналогового обладнання значною мірою відпрацювала свій ресурс; розмаїття типів обладнання ускладнює централізацію технічної експлуатації і призводить до значних експлуатаційних витрат.

При реконструюванні телефонної мережі сільських районів (ТМСР) слід на базі однієї цифрової системи комунікації, системи повинні мати спільно-канальну систему сигналізації яка б забезпечувала широкосмугову комутацію та стики з транспортною мережею асинхронного режиму передачі (АТМ). Таким чином необхідно здійснювати поетапне гнучке нарощування цифрових зон і абонентської ємності мережі, з поступовим зняттям з експлуатації аналогової техніки, що дасть змогу створити цифрову ТМСР і надавати сучасні послуги зв'язку гарантованої якості всім мешканцям району (швидкісний доступ до мережі Internet, електронну пошту, пошвислуги ISDN).

**Мета:** метою статті є проведення оцінювання ефективності переобладнання лінії зв'язку із застосуванням цифрових систем передачі на ділянці первинної мережі смт. Білогір'я – смт. Ямпіль.

**1. Оцінювання ефективності переобладнання лінії передачі**

Переобладнання лінії передачі здійснюється між двома населеними пунктами А та Б.

Пункт А- смт. Білогір'я.

Пункт Б- смт. Ямпіль.

Оцінювання ефективності переобладнання провадиться за допомогою коефіцієнта економічної ефективності  $E_0$  [1]:

$$E_0 = (P_g - C) / K_{\text{доп}}, \quad (1)$$

де  $P_g$  - власний прибуток підприємства за рахунок створення нових каналів;

$C$  - експлуатаційні витрати;

$K_{\text{доп}}$  - додаткові капітальні вкладення на придбання й установлення обладнання цифрової системи передачі (ЦСП).

Прибуток підприємства можна визначити з виразу:

$$P_g = 5.7 \cdot N_{\text{доп}} \text{ тис. грн.} \quad (2)$$

де  $N_{\text{доп}} = N_{\text{тч.цсп}} - N_{\text{тч.асп}}$ , при чому  $N_{\text{тч.цсп}}$  - кількість каналів тональної частоти цифрової системи передачі;

$N_{\text{тч.асп}}$  - кількість каналів тональної частоти аналогової системи передачі.

До переобладнання на лінії передачі смт. Білогір'я – смт. Ямпіль використовувалась аналогова система передачі К-24, тому кількість каналів тональної частоти аналогової системи передачі дорівнює 24.

Для переобладнання лінії використовуємо цифрову систему передачі ІКМ-120У. Тому використовуємо 120 каналів тональної частоти для цифрової системи передачі.

$$N_{\text{доп}} = 120 - 24 = 96.$$

Звідси знаходимо прибуток підприємства:

$$P_g = 5.7 \cdot 96 = 547.2 \text{ тис. грн.}$$

Експлуатаційні витрати визначаються за формулою:

$$C = 0.08 \cdot K_{\text{доп}}. \quad (3)$$

В розрахунках додаткових капіталовкладень при переобладнанні  $K_{\text{доп}}$  необхідно

враховувати капітальні витрати на стаційне обладнання  $K_{ст}$  – обладнання прикінцевих і проміжних обслуговуючих пунктів та обладнання цифрового лінійного тракту  $K_{цлт}$  (обладнання усіх не обслуговуючих регенераційних пунктів (НРП)).

$$K_{доо} = K_{ст} + K_{цлт}, \quad (4)$$

де  $K_{ст} = K_{стА} + K_{стБ}$ , при чому  $K_{сті}$  – капіталовкладення на стаційне обладнання і-тих (ЦСП) пункта А та Б відповідно.

Капітальні витрати на стаційне обладнання визначається формулою:

$$K_{сті} = K_{сацо} \cdot n_{сацо} + K_{ацо} \cdot n_{ацо} + K_{свчг} \cdot n_{свчг} + K_{вчг} \cdot n_{вчг} + K_{сло} \cdot n_{сло} + K_{олт} \cdot n_{олт}, \quad (5)$$

де  $K_{сацо}$  – капітальні витрати на стояк аналого-цифрового обладнання (САЦО). Також можливе використання іншого удосконаленого стояка аналого-цифрового каналотворення (САЦК);

$n_{сацо}$  – кількість стояків САЦО (САЦК);

$K_{ацо}$  – капітальні витрати на комплект аналого-цифрового обладнання АЦО;

$n_{ацо}$  – кількість комплектів АЦО, якими необхідно дообладнати АЦО (САЦК);

$K_{свчг}$  – капітальні вкладення на стояк вторинного часового групоутворення (СВЧГ);

$n_{свчг}$  – кількість стояків СВЧГ;

$K_{вчг}$  – капітальні вкладення на комплект вторинного часового групоутворення (ВЧГ);

$n_{вчг}$  – кількість комплектів ВЧГ, якими необхідно дообладнати СВЧГ;

$K_{сло}$  – капітальні вкладення на стояк лінійного обладнання (СЛО);

$n_{сло}$  – кількість стояків СЛО;

$K_{олт}$  – капітальні вкладення на комплект обладнання лінійного тракту (ОЛТ);

$n_{олт}$  – кількість комплектів ОЛТ, якими необхідно дообладнати СЛО.

Необхідна кількість комплектів різноманітного обладнання прикінцевих і проміжних станцій визначається за схемою організації зв'язку. Орієнтовані вартості капітальних витрат на обладнання прикінцевих та проміжних станцій наведено у табл. 1. Ціни стаційного обладнання надані

ВАТ "Прожектор" [2].

$$K_{стА} = 42 \text{ тис.грн} + 102.4 \text{ тис.грн} + 6.9 \text{ тис.грн} + 21 \text{ тис.грн} + 20.4 \text{ тис.грн} + 11.2 \text{ тис.грн} = 203.9 \text{ тис.грн.}$$

$$K_{стБ} = 25.2 \text{ тис.грн} + 64 \text{ тис.грн} + 6.9 \text{ тис.грн} + 8.4 \text{ тис.грн} + 20.4 \text{ тис.грн} + 28 \text{ тис.грн} = 152.9 \text{ тис.грн.}$$

$$K_{ст} = K_{стА} + K_{стБ} = 203.9 \text{ тис.грн} + 152.9 \text{ тис.грн} = 356.8 \text{ тис.грн.}$$

Капітальні витрати на цифровий лінійний тракт визначається формулою:

$$K_{цлт} = K_{нрп} \cdot n_{нрп} + K_{тр}, \quad (6)$$

де  $n_{нрп}$  – кількість не обслуговуючих регенераційних пунктів;

$K_{нрп} = K_a + K_p \cdot n_p$  – капітальні витрати на НРП,  $K_{нрп} = 2900 \text{ грн}$  [2],

де  $K_a$  – вартість арматури НРП;

$K_p$  – вартість двобічного регенератора;

$n_p$  – кількість регенераторів в НРП;

$n_{нрп}$  – кількість не обслуговуючих регенераційних пунктів.

$K_{тр} = k_{тр} \cdot L$  – капітальні витрати на кабельний тракт,

де  $k_{тр}$  – питомі витрати на кабельний тракт;

$L$  – довжина тракту (км).

При реконструкції вартість кабеля  $K_{тр}$  не враховується, тому що використовується вже прокладений, існуючий кабель ЗКАШп-1×4×1.2 мм.

## Капітальні витрати на станційне обладнання

станція Білогір'я

Найменування обладнання	Кількість одиниць	Капітальні витрати на одиницю, тис. грн.	Сумарні капітальні витрати, тис. грн.
Стояк аналого-цифрового Обладнання (САЦО)	5	8.4	42
Комплект аналого-цифрового обладнання (АЦО)	16	6.4	102.4
Стояк вторинного часового групо утворення (СВЧГ)	1	6.9	6.9
Комплект вторинного часового групоутворення (ВЧГ)	5	4.2	21
Стояк лінійного обладнання (СЛЮ)	2	10.2	20.4
Комплект обладнання лінійного тракту (ОЛТ)	4	2.8	11.2

станція смт Ямпіль

Найменування обладнання	Кількість одиниць	Капітальні витрати на одиницю, тис. грн.	Сумарні капітальні витрати, тис. грн.
Стояк аналого-цифрового обладнання (САЦО)	3	8.4	25,2
Комплект аналого-цифрового обладнання (АЦО)	10	6.4	64
Стояк вторинного часового групоутворен. (СВЧГ)	1	6.9	6.9
Комплект вторинного часового групо утворення (ВЧГ)	2	4.2	8.4
Стояк лінійного обладнання (СЛЮ)	2	10.2	20.4
Комплект обладнання лінійного тракту (ОЛТ)	10	2.8	28

## 2. Визначення основних параметрів цифрового лінійного тракту

При проектуванні цифрового лінійного тракту (ЦЛТ) необхідно також визначити довжини регенераційних ділянок, розміщення регенераційних пунктів, а також оцінити якість лінійного тракту.

## 2.1. Розрахунок максимально припустимої довжини регенераційної ділянки

Розрахунок максимально припустимої довжини регенераційної ділянки визначається [1]:

$$l_m = \frac{A_{pdm}}{a_m(f_p)}, \quad (7)$$

де  $A_{pdm}$  – максимальне загасання регенераційної ділянки на розрахунковій частоті  
 $f_p = 0.5 \cdot f_m$ ,

де  $f_m$  – тактова частота = 8448 кГц- для апаратури ІКМ-120У [2],  
звідси  $f_p = 0.5 \cdot 8448 = 4224$  кГц.

Для ІКМ-120У значення  $A_{pdm} = 70$  дБ [1],

$a_m(f_p)$  – коефіцієнт загасання кабелю на розрахунковій частоті для максимальної температури ґрунту для даної місцевості.

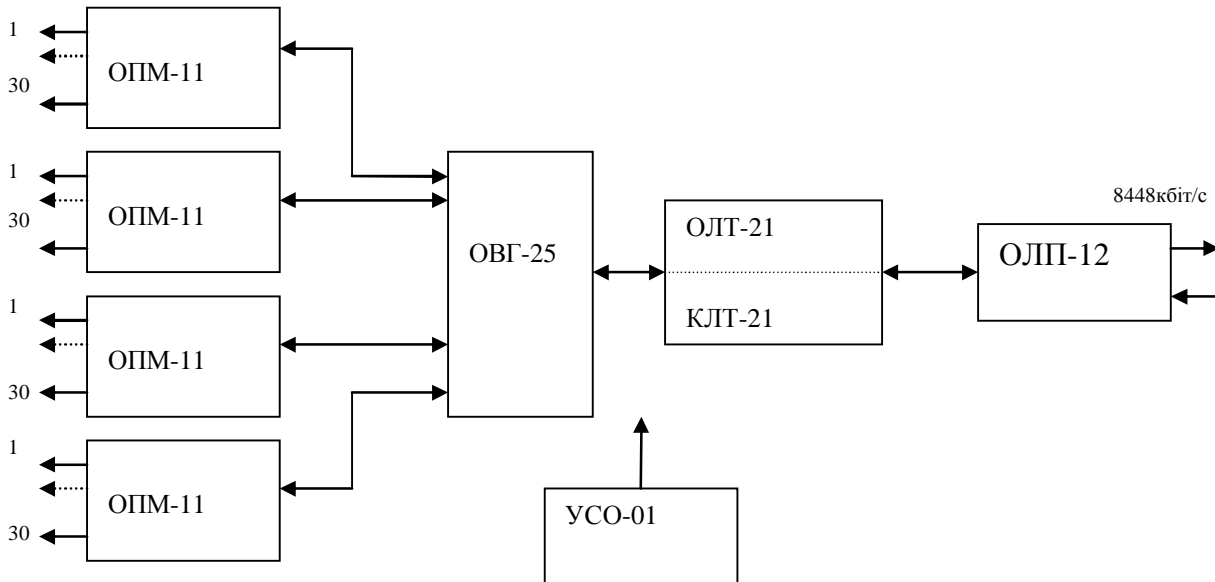


Рис. 2. Структурна схема цифрової системи передачі ІКМ-120.  
 ОПМ-11-обладнання первинного мультиплексора,  
 ОВГ-25 – обладнання вторинного групо утворення,  
 ОЛТ-21 – обладнання лінійного тракту,  
 КЛТ -21- компекл плат лінійного тракту,  
 УСО-01 – уніфіковане сервісне обладнання,  
 ОЛП-12- обладнання лінійного переключення.

Система передачі ІКМ-120У може працювати як на симетричному кабелі з однією четвіркою так і з багатьма четвірками. В даному випадку обираєм кабель ЗКАШп-1×4×1.2 мм, так як він вже прокладений раніше між станціями смт. Білогір'я та смт. Ямпіль.

Коефіцієнт загасання апроксимується таким виразом (значення  $f$  підставляєм у МГц):

$$a_{20}^{\circ\text{C}} = 0.005 + 5.221629\sqrt{f} + 0.208083f, \quad (8)$$

$$a_{20}^{\circ\text{C}} = 0.005 + 5.221629 \cdot \sqrt{4.224} + 0.208083 \cdot 4.224 = 11.6.$$

Для температури ґрунту, яка відрізняється від 20°C, значення коефіцієнта загасання визначається за формулою:

$$a_t^{\circ\text{C}} = a_{20}^{\circ\text{C}}(f) \cdot [1 - a_a(20^{\circ\text{C}} - t^{\circ\text{C}})], \quad (9)$$

де  $a_a$  – температурний коефіцієнт зміни загасання, який залежно від типу кабелю має різні значення.

Для симетричного кабелю ЗКАШп-1×4×1.2 мм  $a_a = 1.87 \cdot 10^{-3}$  1/градус.

Максимальна температура ґрунту для обраної місцевості складає 35°C. [3].

$$a_t^{\circ\text{C}}(f) = 11.6 \cdot [1 - 1.87 \cdot 10^{-3}(20^{\circ\text{C}} - 35^{\circ\text{C}})] = 11.9.$$

Знаючи всі складові проведемо розрахунок максимально припустимої довжини регенераційної ділянки за формулою (9):

$$l_m = \frac{70\text{дБ}}{11.9} = 5.8 \text{ км.}$$

## 2.2. Розрахунок номінальної довжини регенераційної ділянки

Для систем передачі ІКМ-120У при роботі на кабелі з однією четвіркою номінальну довжину регенераційної ділянки можна визначити таким виразом:

$$l_n = (A_1 - A_3 - q)/a_t^{\circ\text{C}} \text{ км}, \quad (10)$$

де  $A_1$  – перехідне загасання на дальньому кінці (для ділянки номінальної довжини нормоване значення ( $A_1 \geq 80\text{дБ}$ ) [1];

$A_3$  – захищеність корисного сигналу від завад на вході регенератора. для забезпечення якісної роботи регенератора з ймовірністю помилки ( $p_{ном} \leq 10^{-10}$ ) необхідне значення  $A_3 \geq 22.2 \text{ дБ}$  [1];

$q = 3\text{дБ}$ - запас, що враховує неточність роботи генератора.



$$l_n = (80\text{дБ} - 22.2\text{дБ} - 3\text{дБ}) / 11.9 = 4.6 \text{ км.}$$

Так як довжини лінійного тракту між станціями смт. Білогі'я та смт. Яміль складає 14.99 км [1], то враховуючи номінальні рекомендовані довжини регенераційних ділянок 4.6 км при проектуванні ЦСП необхідно використати три НРП, але вже з номінальною довжиною регенераційних ділянок

КП1-НРП1-3.75 км, НРП1-НРП2- 3.75 км, НРП2-НРП3-3.75 км, НРП3-КП2- 3.74 км.

Отже, обираємо значення  $l_{n_1} = l_{n_2} = l_{n_3} = 3.75 \text{ км}$ ,  $l_{n_4} = 3.74 \text{ км}$ .

Кількість не обслуговуючих регенераційних пунктів визначається таким виразом:

$$n_{нрп} = \frac{L_{нрпАБ}}{l_n} - 1, \quad (11)$$

де  $L_{нрпАБ}$  – відстань від станцій А та Б, в даному випадку відстань між смт. Ямполем та Білогір'ям, що дорівнює 14.99 км [5].

$$n_{нрп} = \frac{14.99\text{км}}{3.75\text{км}} - 1 = 3.$$

Отже,  $K_{цлт} = 2.9\text{тис.грн} \cdot 3 = 8.7\text{тис.грн}$ ,

звідси  $K_{одд} = 356.8\text{тис.грн} + 8.7\text{тис.грн} = 365.5\text{тис.грн}$ ,

тоді  $C = 0.08 \cdot 365.5\text{тис.грн} = 2.92\text{тис.грн}$ .

Маючи всі складові можна розрахувати коефіцієнт економічної ефективності:

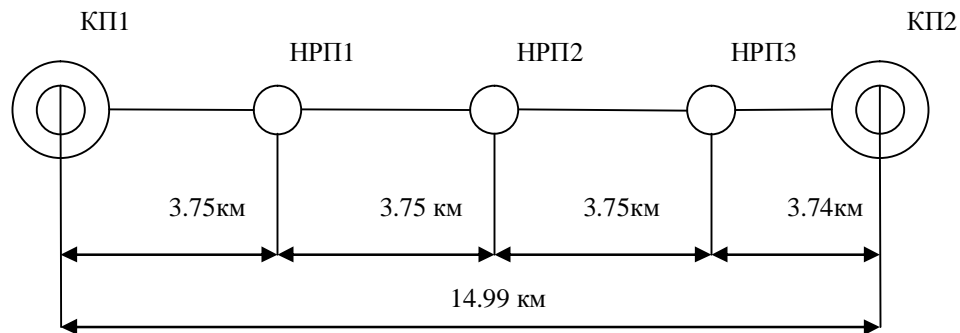
$$E_0 = \frac{547.2\text{тис.грн} + 2.92\text{тис.грн}}{365.5} = 1.49.$$

Коефіцієнт економічної ефективності має бути більший за існуючу норму  $E_0 \geq 0,15$  [1], а термін окупності капітальних вкладень має бути менший за:

$$T_0 = \frac{1}{E_0}, \quad (12)$$

тоді  $T_0 = \frac{1}{0.49} = 2.04$  роки.

### 2.3. Розроблення структурної схеми цифрової лінії передачі



### 2.4. Оцінювання якості цифрового лінійного тракту.

Оцінювання якості цифрового лінійного тракту здійснюється порівнянням ймовірностей помилок- припустимої та очікуваної:

$$P_{ном.пр} \geq P_{ном.оч}. \quad (13)$$

Допустима ймовірність помилки нормується на 1 км і для лінії передачі внутрішньої зонові первинної мережі становить [4]:  $P_{ном.пр} \leq 1.67 \cdot 10^{-10}$ .

За ймовірністю помилки, припустимої на 1 км лінійного тракту, можна визначити припустиму ймовірність помилки для лінійного тракту протяжністю  $L$  км:

$$P_{ном.пр} = P_{ном.пр1км} \cdot L. \quad (14)$$

Сумарна очікувана ймовірність помилки для лінії передачі має бути менша за припустиму. Якщо ця умова виконується, то розміщення регенераційних пунктів виконано вірно. Очікувану ймовірність помилки на виході одиничного регенератора можна визначити за таким виразом:

$$P_{ном.оч} = 10^{-10 \cdot \frac{A_{з.оч} - 11.1}{11}}, \quad (15)$$

де  $A_{з.оч}$  – очікувана захищеність на вході регенератора.

Очікувана захищеність для симетричного кабелю з однією четвіркою при роботі ЦСП за двокабельною системою зв'язку:

$$A_{з.оч} = A_l - A_{pd} - q = A_l - a_l \cdot c(f_p) \cdot l_n - q \text{ дБ}, \quad (16)$$

$$A_{з.оч1} = 80 - 11.9 \cdot 3.75 - 3 = 32.4 \text{ дБ},$$

де  $A_{з.оч1}$  – ймовірність помилки на першій ділянці.

$$P_{ном.оч1} = 10^{-19}.$$

Оскільки довжини регенераційних ділянок співпадають, то

$$A_{з.оч1} = A_{з.оч2} = A_{з.оч3} = 32.4 \text{ дБ},$$

тоді  $P_{ном.оч1} = P_{ном.оч2} = P_{ном.оч3} = 10^{-19}$ .

$$A_{з.оч4} = 80 - 11.9 \cdot 3.74 - 3 = 32.5 \text{ дБ},$$

$$P_{ном.оч4} = 10^{-19}.$$

Сумарна очікуваність ймовірностей помилки на обслуговуваних ділянках визначається як сума ймовірностей окремих регенераційних ділянок:

$$P_{ном.оч} = \sum_{i=1}^{n_{pd}} P_{ном.оч i}, \quad (17)$$

де  $n_{pd}$  – кількість регенераційних ділянок.

$$P_{ном.оч} = 4 \cdot 10^{-19}.$$

### Висновок

Результати оцінювання ефективності переобладнання лінії передачі станції смт. Білогір'я – смт. Ямпіль Хмельницької області показали, що:

Внаслідок впровадження цифрової системи передачі ІКМ-120У на раніше прокладеному симетричному кабелі ЗКАШп-1×4×1.2 мм, ефективність роботи цифрової системи передачі зросла на 49 %.

Цифрова система ІКМ-120У при капітальних вкладеннях буде окуплена через 2 роки і 14 днів.

Припустима ймовірність помилки для лінії передачі між станціями смт. Білогір'я – смт. Ямпіль становить  $P_{ном.лр} = 1.67 \cdot 10^{-10}$ , а очікувана ймовірність помилка на лінії передачі склала

$P_{ном.оч} = 4 \cdot 10^{-19}$ , що забезпечує достатньо високу якість передачі цифрової інформації на даній ділянці.

У зв'язку із зростанням потреб споживачів Білогірського району у послугах Інтернету існує необхідність подальшого дослідження переобладнання існуючих ліній зв'язку з використанням волоконно-оптичних ліній зв'язку (ВОЛЗ). На даних ВОЛЗ зможуть працювати сумісні цифрові системи з технологією PDH зі швидкістю передачі 139.264 Мбіт/с і цифрові системи з технологією SDH зі швидкістю передачі 155.52 Мбіт/с.

### Література

1. Брескин В.А. Проектирование цифровых систем передачи: Уч. Пособие /ОЭИС. Одесса, 1987. 78с.
2. ВАТ "Прожектор".11603 Житомирська обл., м. Малин, вул. Фрунзе, 36. 37с. [www.prozhektor.com.ua](http://www.prozhektor.com.ua)
3. [http://meteo.com.ua/agro/a\\_review](http://meteo.com.ua/agro/a_review)
4. Бондаренко В.Г., Скрипченко О.М. Параметри каналів і трактів ЦСП, методи вимірювань параметрів і характеристик каналів ТЧ, ЦСП, ОЦК і типових цифрових трактів / Знання. Київ, 1996. 48с.
5. Карта автошляхів „Україна”, Картографія -Київ 2005 рік.

Надійшла до редакції  
3.10.2009 р.

**МЕТОДИКА АВТОМАТИЗОВАНОГО АНАЛІЗУ  
ТА ОЦІНКИ ВИРОБНИЧОГО ЗАМОВЛЕННЯ**

У статті розглянуто формалізований опис етапів автоматизованого аналізу та оцінки виробничого замовлення, використання яких забезпечує інформаційну підтримку процесів прийняття рішень по замовленню.

**In article the formal description of stages of the automated analysis and the order estimation which use provides information support of decision-making processes by request is considered.**

Ключові слова: інформація, замовлення, прийняття рішення.

**Постановка задачі.** Однією з основних задач ефективного функціонування машинобудівного підприємства є прийом виробничих замовлень та прийняття оптимального рішення відносно нього. Ефективність прийняття рішення по замовленню залежить від багатьох чинників. Це, насамперед, достовірність та оперативність проектних, виробничих та планових даних, які постійно змінюються. На жаль, на машинобудівних підприємствах України не вирішена проблема створення інтегрованого інформаційного середовища та забезпечення обміну даними між інтегрованими автоматизованими системами управління виробництвом ERP-системами та системами управління даними про виріб PDM-системи. Відсутня така інтеграція й на рівні автоматизації технічної підготовки виробництва засобами CAD/CAM-систем та САПР ТП.

Автоматизація задачі оцінки замовлення потребує інформації з різних структурних підрозділів підприємства або з упроваджених вище названих автоматизованих систем. Тобто, існує нагальна потреба в розробці інтегрованої підсистеми, універсальної до автоматизованих систем виробничого призначення, яка б могла оперативно й ефективно для конкретного підприємства забезпечувати оцінку отриманого замовлення. Об'єднання даних про існуючу продукцію та ресурси підприємства і замовлення може значно скоротити терміни проектування виробу і технологічної підготовки його виробництва, а також своєчасно погоджувати із замовником технічні характеристики за рахунок оперативного доступу до інформації та прийняття оптимального рішення по замовленню.

Тому є актуальною задачею як формалізації проектних процедур оцінки замовлення, так і представлення отриманих результатів у вигляді методики автоматизованого аналізу та оцінки виробничого замовлення, яка і представлена в цій статті.

**Аналіз досліджень.** Проведені дослідження вітчизняних та закордонних інтегрованих автоматизованих систем виробничого призначення показав, що науково-технічна задача оптимальної для конкретного підприємства оцінки отриманого замовлення за допомогою цих систем є актуальною і не вирішена на даний час [1, 2]. Очевидно, що перешкодою цьому є слабоформалізовані та мало пов'язані проектні, планові та виробничі дані, а також дискретність, змінність і нестійкість виробничих процесів життєвого циклу виробів промислових підприємств машинобудівної галузі України [1 – 3].

**Мета роботи** – формалізоване представлення етапів методики автоматизованого аналізу та оцінки виробничого замовлення для подальшого використання в складі універсальних PDM-систем.

**Основна частина.** Дослідження процесу аналізу та оцінки виробничих замовлень на базових машинобудівних заводах показав, що в прийнятті рішень задіяні фахівці різних служб з використанням різнопланової інформації. Аналіз даних, формалізація та алгоритмізація процесів прийняття рішень дозволила розробити два взаємопов'язані методи, а саме – метод оцінки виробничого замовлення та метод корегування параметрів технологічного процесу.

Подальша розробка проектних процедур реалізації методів та розробка відповідних прикладних програм інтегрованих в інформаційне середовище автоматизованої системи технічної підготовки виробництва на базі PDM-системи ENOVIA SmartTeam V6 забезпечила вирішення вище описаної науково-технічної задачі.

Для подальшого використання методів та програмних засобів інформаційної підтримки процесів прийняття рішень по замовленню розроблена поетапна методика. У загальному вигляді методика автоматизованого аналізу та оцінки замовлення представлена у вигляді алгоритму згідно рис. 1, як послідовність кроків по визначенню спроможності та економічного ефекту виробництва продукції по замовленню. Розглянемо детально кожен із цих кроків, які в подальшому називатимемо етапами аналізу та оцінки виробничого замовлення.

Етап 1. Після надходження формалізованого замовлення (згідно вимог підприємства) проводиться первинна оцінка виробу, що замовляється. В ході оцінки фахівці служби маркетингу або іншого підрозділу підприємства дають оцінку можливості виготовлення виробу виходячи з таких загальних характеристик як габарити виробу, вимоги до його якості (точність, жорсткість та ін.), матеріал та ін.

Етап 2. Отримавши позитивне рішення фахівець передає вхідні дані замовлення для

подальшої обробки в інтегровану підсистему «ZAMOV». Підсистема має набір прикладних програм аналізу вхідної інформації замовлення, аналізу й обробки існуючих баз даних та реалізації розроблених методів. Під час 2-го етапу проводиться пошук аналогів виробу-замовлення та існуючих відповідних технологічних процесів (ТП) їх виготовлення.

При наявності ТП проводиться аналіз існуючого виробничого обладнання та інших ресурсів. При відсутності ТП-аналога або типового чи групового ТП розробляється можливий маршрутний ТП, в якому узагальнено формулюються кількість та послідовність операцій виготовлення виробу. При цьому використовується програмний модуль «MARSН».

Етап 3. Маючи структуру даних по технологічному процесу виготовлення виробу, визначаємо вільну виробничу потужність обладнання з урахуванням параметрів виробу і обладнання, технологічної оснастки та режимного фонду. Цей етап є трудомістким і потребує інформаційної підтримки баз даних (БД) обладнання та оснастки.

Також на цьому етапі використовується конструкторсько-технологічна документація щодо типорозмірів та фізико-механічних характеристик виробів. Враховуючи вищенаведене, підсистема розраховує кількість виробів ( $N$ ), яку можна виготовити на даному обладнанні за формулою:

$$N = \frac{Rf - Tz}{Pt},$$

де  $Rf$  – режимний фонд часу;

$Tz$  – завантаження обладнання (час, необхідний для виготовлення продукції, включеної до плану виробництва на заданий період);

$Pt$  – норма часу.

Для оцінки спроможності випуску заданої кількості виробів по замовленню підсистема встановлює кількість незавершеної продукції ( $N_p$ ) на кожній операції ТП:

$$N_p = \{np_1, np_2, \dots, np_o\},$$

де  $np_o$  – розрахункова кількість незавершеної виробництвом продукції на кожній технологічній операції;

$o$  – загальна кількість технологічних операцій.

Таким чином, технічна спроможність ( $TP$ ) виготовлення даної кількості виробів на наявних виробничих площах визначається за формулою:

$$TP = (n_1 \geq np_1) \wedge (n_2 \geq np_2) \wedge \dots \wedge (n_k \geq np_o).$$

Етап 4. Маючи інформацію про спроможність виготовлення виробів існуючими на підприємстві ресурсами, вибираємо варіанти обладнання та технологічну оснастку, враховуючи конструкторсько-технологічну документацію щодо виробів по замовленню. У разі неспроможності виконання замовлення, технологіями підприємства проводиться аналіз можливих причин (відсутність обладнання з заданими характеристиками, завантаженість обладнання, недостатній режимний фонд часу та ін.) та можливі шляхи вирішення. Інформаційна підтримка БД обладнання та оснастки є першочерговою умовою для цього етапу.

Етап 5. Встановивши на попередньому етапі виробничі ресурси, необхідні для виконання виробничого замовлення, визначаємо варіанти технологічного обладнання. Під час їх вибору використовуємо адитивний критерій [4], який включає:

а) оцінку перемінних витрат ( $fz$ );

б) експертну оцінку рівня складності наладки технологічного обладнання ( $fe$ );

в) оцінку вартості технологічної оснастки ( $fc$ );

г) оцінку вільної виробничої потужності ( $ft$ );

д) оцінки продуктивності обладнання ( $fx$ ).

Для кожного варіанту технологічного обладнання, що відповідає обмеженням, підсистема розраховує цільову функцію та кількість виробів, яку можна виготовити на даному обладнанні при існуючих умовах завантаження та змінності за формулою:

$$Fc(d) = (k_1 \times fz(d) + k_2 \times fe(d) + k_3 \times fc(d)) + k_4 \times ft(d) + k_5 \times fx(d),$$

де  $d$  – варіанти обладнання;

$k_{1-5}$  – вагові коефіцієнти, які відображають значимість критеріїв.

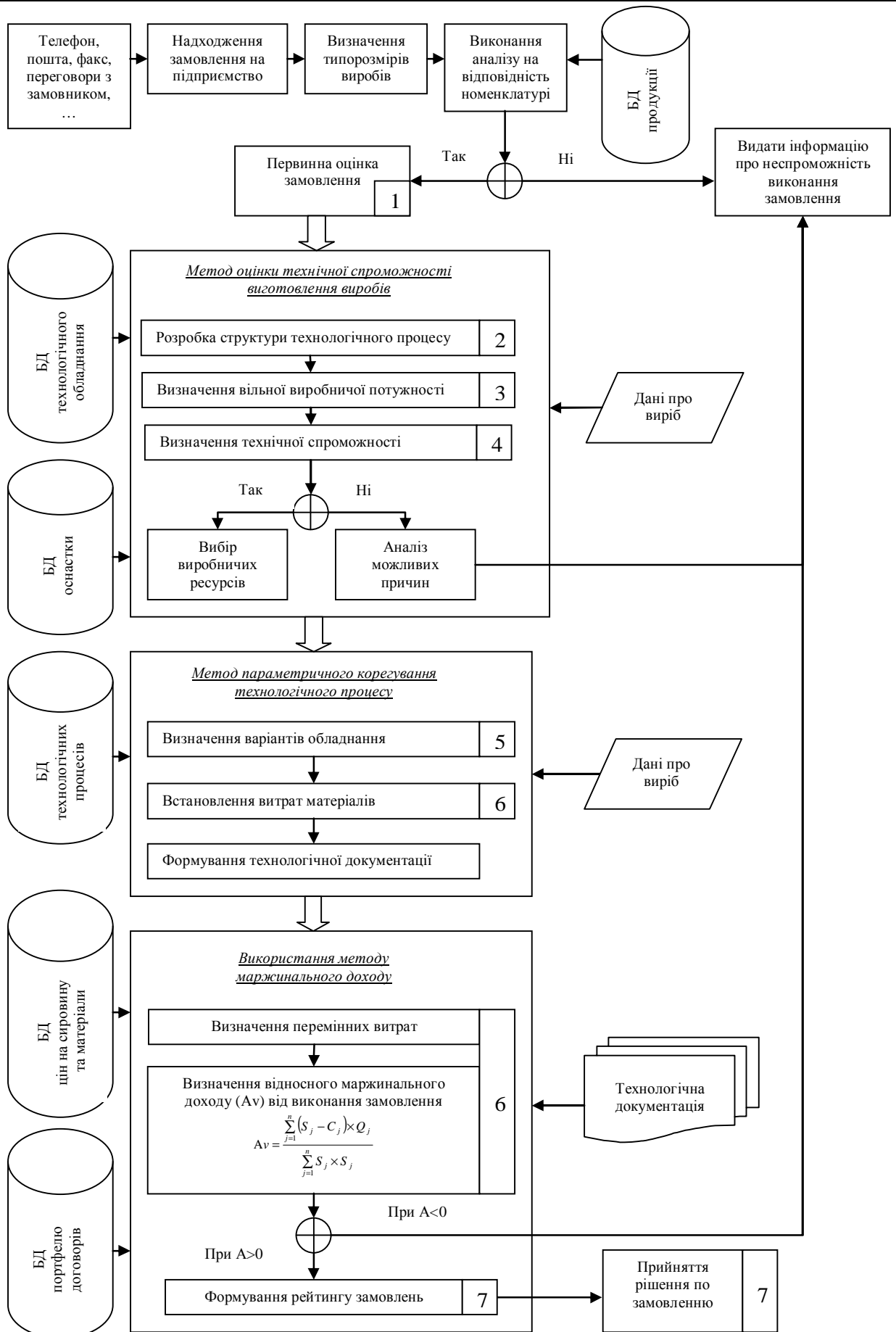


Рис. 1. Алгоритм автоматизованого аналізу та оцінки виробничого замовлення

Етап 6. Визначивши варіанти технологічного обладнання, оснастки та складності наладки верстатів, встановлюємо перемінні витрати, які в подальшому формуватимуть дані для

розрахунку по методу маржинального доходу [4, 5].

Метою розрахунків по методу маржинального доходу є визначення можливих фінансових результатів від виконання замовлення, яке полягає в оцінці величини прибутків (збитків) від реалізації продукції. Кожен виріб (P) характеризується змінними витратами (C), ціною (S) та об'ємом продажу (Q).

$$P = \{C, S, Q\}$$

Маржинальний дохід (A) конкретного виду продукції визначається за формулою:

$$A_i = \sum_{j=1}^n (S_j - C_j) \times Q_j,$$

де  $n$  – загальна кількість  $j$ -тих контрактів на даний вид продукції.

Відносний маржинальний дохід (Av) показує долю маржинального доходу у вартості продукції

$$Av = \frac{\sum_{j=1}^n (S_j - C_j) \times Q_j}{\sum_{j=1}^n S_j \times S_j}$$

Залежно від величини відносного маржинального доходу підсистема виконує формування рейтингу виробів (Av)

$$Av \Rightarrow \{P_1 | Av_1, P_2 | Av_2, \dots, P_n | Av_n\},$$

де  $P_1$  – виріб з максимальним відносним маржинальним доходом;

$P_n$  – виріб з мінімальним відносним маржинальним доходом;

$m$  – загальна кількість виробів.

Етап 7. Провівши аналіз та оцінку замовлення підсистема забезпечує фахівців підприємства необхідною інформаційною підтримкою для прийняття оптимального для даного підприємства рішення по конкретному виробничому замовленню. Ця інформація включає:

Відповідь на питання: «Чи можливо виготовити дану кількість виробів по замовленню при існуючих на підприємстві ресурсах з урахуванням завантаження обладнання та режимного фонду часу?»

Встановлює причини та можливі шляхи вирішення у випадку неспроможності випуску виробів за замовленням.

Економічні показники від виконання замовлення.

Виконання кожного з етапів вимагає відповідної підготовки та чіткої координації дій спеціалістів і фахівців підприємства.

**Висновки.** Використання методики та відповідних програмних засобів передбачає обмін і доступ до даних про вироби, процеси та ресурси, що забезпечує скорочення термінів узгодження із замовником контрактних зобов'язань. Використання наведеної методики автоматизованого аналізу та оцінки виробничих замовлень дозволяє достовірно та в стислі терміни відповісти на питання: «Чи можливо виготовити вироби відповідно до вимог замовника та який економічний ефект це буде мати?»

### Література

1. Информационные технологии и управление предприятием / В.В. Баронов, Г.Н. Калянов, Ю.И. Попов, И.Н. Титовский. – М.: ДМК, 2004. – 328 с.
2. Павленко П.М. Автоматизовані системи технологічної підготовки розширених виробництв. Методи побудови та управління: Монографія. – К.: Книжкове вид-во НАУ, 2005. – 280 с.
3. Управление жизненным циклом продукции / А.Ф. Колчин, М.В. Овсянников, А.Ф. Стрекалов, С.В. Сумароков; Под ред. А. Пальчикова. – М.: Анахарсис, 2002. – 304 с.
4. Савицкая Г.В. Анализ хозяйственной деятельности предприятия: Учебн. пособ. – Мн.: Новое знание, 2002. – 704 с.
5. Тафинцева В.Н. Маржинальный доход, как инструмент оценки финансовых результатов // Финансовый менеджмент. – 2001. – № 3. – С. 15-27.

Надійшла до редакції  
20.11.2009 р.

## ВИКОРИСТАННЯ МУЛЬТИМЕДІЙНОГО ТИРУ ДЛЯ ПОКРАЩЕННЯ ЯКОСТІ ВОГНЕВОЇ ПІДГОТОВКИ (ЗА МАТЕРІАЛАМИ ЗАКОРДОННИХ І ВІТЧИЗНЯНИХ ВИСТАВОК)

В статті проводиться аналіз переваг та недоліків сучасних тирів, зокрема мультимедійних бойового та пневматичного, комплекту мобільних мішеней для кульової стрільби, тактичних лазерних імітаторів стрільби і ураження.

The analysis of advantages and lacks of modern shooting-galleries, in particular multimedia battle and pneumatic is executed in the article, set of mobile targets for the bullet firing, tactical laser imitators of firing and defeat.

Ключові слова: тир, мішень, кульова стрільба.

**Вступ.** У широкому діапазоні варіативних засобів навчання вогневої підготовки спеціально розробляються методи і засоби як для аудиторної, так і для позааудиторної навчальної діяльності. Так, наприклад, на практиці використовуються стрілецькі тренажери і мультимедійні тир, методичні рекомендації по вогневій підготовці. Навчально-методичний комплекс містить і завдання для самостійної роботи, що направлені на формування навичок і умінь при роботі зі зброєю.

Запропоновані системи вправ, як правило, поєднують, в різному співвідношенні, навчальні завдання репродуктивного характеру, регламентовані умовами вправ стрільби і нормативів, та завдання продуктивного характеру. Частка останніх, проте, значно менше. Завдання, що забезпечують так звану вільну практику, – це ситуації, що моделюють реальні проблемні і творчі навчальні завдання.

Завдання професорсько-викладацького і наставницького складу полягає в тому, щоб максимально точно і повно визначити умови, в яких військовослужбовець зобов'язаний застосувати зброю, організувати підготовку відеосюжетів несення служби так, щоб вони дозволяли прийняти доцільне (оптимальне) рішення на застосування зброї в умовах обмеженого часу. Велика кількість відеофрагментів (не менше 100) дозволяє уникнути «натаскування» на конкретні ситуації, шаблонності в діях стрільця і стереотипності.

Обов'язковою умовою навчальної програми є юридична оцінка правомірності застосування зброї в конкретних умовах та за певних обставин; остаточною оцінка за вирішення вогневої задачі повинна визначатися технічними результатами стрільби, часом рішення задачі, а також відповідністю дій стрільця вимогам законодавчих актів.

Важливе значення має психологічний аспект застосування зброї, коли, на відміну від вправ навчальної стрільби, яка ведеться по фанерних мішенях, курсант зобов'язаний робити постріл по тим фігурам, що переміщуються непрямолінійно і нерівномірно, а це значно ускладнює рішення задачі. Таким чином, мультимедійний тир потенційно дозволяє істотно наблизити навчання стрільби до реальних і прогнозованих умов несення служби, розширює можливості по організації навчання, тренування і контролю якості підготовки учнів.

**Існуюча проблема.** В першу чергу вважається доцільним розділити навчальні та ігрові програми за комплектами постачання. Змінити їх оформлення залежно від призначення, прийти до зручного меню користувача, вимогливіше віднестися до формулювань текстової наповнення програм.

При створенні інтерактивних програм необхідне проведення розрахунків і визначення в інструкції по роботі з тренажером або тиром відстані від екрану до проектора або максимальної відповідності лінійних і кутових видимих розмірів цілі та об'єктів, або створення тестового апарату для приведення цих розмірів у відповідність. Бажано наблизити до реальних часові рамки наявних відеофрагментів, а також спростити процес створення інтерактивних роликів з розгалуженим розвитком сюжету.

Особливу увагу необхідно звернути на надійність макетів зброї, що входить в комплект постачання. При інтенсивній експлуатації ударно-спускові механізми виходять з ладу через низьку якість комплектуючих. Для організацій, що використовують навчальну зброю, зручніше і дешевше мати в комплекті постачання випромінювачі, призначені для монтажу в стволах. Легше вирішується питання із заміною зброї і запасними частинами.

Найсучасніша техніка без інструктора або простоюватиме, або принесе шкоду тому, хто навчається, закріпивши у нього неправильні навички, які негативно позначаються при стрільбі бойовим патроном.

На жаль, немає єдиної, загальноприйнятої методики підготовки стрільця, в т.ч. і в мультимедійному тирі, тому в даний час принцип «скільки викладачів, стільки і думок» ще залишається актуальним, немає і методики використання тренажерів в навчальному процесі. В результаті навіть в одній і тій же структурі при переході з одного підрозділу в інший співробітники зіштовхуються з різними підходами до навчання, починаючи від рекомендованої

стійки при стрільбі і точки прицілювання до правил ведення вогню в русі. Це приводить до зниження авторитету викладача і, як наслідок, до зниження результатів навчання.

Застосування тренажерної техніки відкриває широкі перспективи для дослідження в області стрілецьких тренувань. Проте для ефективного розвитку методик досліджень, які проводяться в певній, окремо взятій організації або відомстві, недостатньо. Необхідна плідна взаємодія між структурами, навчальними установами, інструкторським складом практичних підрозділів і виробниками тренажерної техніки.

**Мультимедійний бойовий тир.** Мультимедійний бойовий тир призначений для здобуття навичок стрільби з бойової короткоствольної зброї в середовищі, максимально наближеному до бойового.

Практика дій в надзвичайних ситуаціях показує, що співробітники силових структур повинні оцінювати обстановку, що швидко змінюється, і ухвалювати рішення про застосування зброї. При цьому від правильності ухваленого рішення, швидкості і точності стрільби залежить їх життя і життя оточуючих.

Основою мультимедійного тиру є електронні датчики, які встановлюються за екраном кулевловлювача і визначають координати влучання кулі в екран після кожного пострілу. Комп'ютер зчитує точки попадання для кожного кадру. За наслідками стрільби відбувається перемикання сценарію кінофільму на наступний етап алгоритму, передбаченого програмою. Таким чином, під час стрільби стрілок стає учасником дії кінофільму, де сюжет розгортається в реальному часі і змінюється комп'ютером залежно від попадання.

При розробці мультимедійного бойового тиру використано досвід побудови комп'ютерного кіно, мультимедійних комп'ютерних ігор, задіяні останні досягнення комп'ютерної техніки, враховані побажання співробітників міліції, служб безпеки та охоронних структур.

На відміну від відомих імітаторів, які використовують лазерний промінь або імітацію стрільби на комп'ютері, але не створюють умов, що навіть віддалено нагадують стрільбу з бойової зброї, стрільба в мультимедійному тирі ведеться з табельної бойової зброї по нерухомих або рухомих мішенях на екрані.

Екран для бойового тиру виготовляється з бронелиста завтовшки 14 мм з антирекошетною шторою з вакуумної гуми.

Під час вправи стрілець стає учасником кінофільму, де сюжет розгортається в реальному часі і миттєво змінюється комп'ютером залежно від влучності стрільця. «Злочинці» падають при попаданнях або продовжують свої дії при промахах. Кількість можливих сюжетів і варіантів мішеней не обмежена.

У комплекті програм є стандартні вправи для курсу вогневої підготовки силових структур. Залежно від підготовки стрільців оператор може змінювати складність вправ, змінювати швидкість переміщення мішеней, розміри зображень і кількість цілей.

Результат кожного пострілу фіксується комп'ютером; статистика попадань і промахів зберігається в базі даних з прив'язкою до дати і прізвищ стрільців. Тренери можуть отримувати дані про результати кожного стрільця за час бою [1].

**Мультимедійний пневматичний тир.** Для організацій, що не мають дозволу на тренування з бойовою зброєю, розроблений варіант тиру під пневматичну зброю. Мультимедійний пневматичний тир призначений для початкового навчання стрільбі в навчально-спортивних установах, а також для застосування в індустрії розваг як захоплюючий атракціон.

Технічні можливості мультимедійного пневматичного тиру дозволяють використовувати страйкбольну зброю, яка є аналогом бойової і може вести стрільбу чергами відразу декількома учасниками гри, що на сьогоднішній день є великим досягненням в області розробки тирів.

Екран пневматичного тиру виготовлений з пластика завтовшки 5 мм, має масу близько 40 кг (для екрану 2x1,5 м). Він мобільний, легко транспортується і швидко встановлюється в будь-якому приміщенні. Проектор встановлюється по центру екрану на спеціальному кронштейні на стелю або нижче від лінії стрільців. Великою популярністю в тирі користується стрільба по рухомих мішенях, що з'являються, особливо в режимі змагання між декількома стрільцями. Складність вправ можна змінювати за рахунок зміни розмірів і швидкості мішеней.

Комплектація мультимедійного пневматичного тиру включає: сенсорний екран; мультимедійний проектор (1600 ANSI-люмен, максимальне розширення 800x600 точок, наявність відеовходу і відеовиходу з роз'ємом VGA 15 pin.); комп'ютер (не нижче Pentium IV 2,4 ГГц, з монітором 15"); комплект електроніки; програма управління тиром; набір відеофільмів і вправ (близько 400); джерело безперебійного живлення; експлуатаційна документація.

Сенсорні екрани випускаються розмірами 1,5x2 і 2x2,7 метра (для пневматичної зброї).

**Комплект мобільних мішеней для кульової стрільби.** Мобільні електронні мішені призначені для стрільби з бойової зброї з різних дистанцій по мішенях, що відображають результати стрільби.

При стрільбі електронна система визначає параметри попадання і передає їх в комп'ютер, де відбувається остаточний розрахунок координат попадання і прив'язка до зон ураження. Зв'язок між датчиком мішені і комп'ютером здійснюється по радіоканалу за



допомогою необхідної кількості ретрансляторів. Ретранслятори встановлюються через кожних 100 метрів.

Результати стрільби відображаються на дисплеї кишенькового комп'ютера, показуючи місця попадань (останній постріл виділяється червоним кольором), оцінку кожного пострілу, сумарну оцінку статистичних даних серії пострілів.

Мішені можуть використовуватися для устаткування стаціонарного тиру.

Комплект устаткування (базовий):

1. Датчик мішені – бронеплита (600х600х20 мм) на підставці із змонтованою на ній апаратурою визначення координат і передачі інформації.

2. Ретранслятор радіосигналу від мішені до комп'ютера.

3. Зарядні пристрої (2 шт.) для акумуляторів ретранслятора і блоку живлення датчика мішені.

Технічні характеристики:

1) вид зброї – бойова зброя, з енергією кулі не більше 900 Дж;

2) точність визначення координат +1 мм;

3) живлення датчика мішені – акумуляторне або 220 В;

4) час безперервної роботи датчика мішені з одним комплектом акумуляторів при температурі – 20°C 5– 6 годин;

5) живлення кишенькового комп'ютера – акумуляторне або 220 В;

6) час безперервної роботи кишенькового комп'ютера з одним комплектом акумуляторів при температурі  $T = +20^{\circ}\text{C}$  5– 6 годин;

7) вага датчика-мішені (брутто) – 60 кг.

Умови експлуатації: датчика мішені – 20...+45°C, комп'ютера +15...+45°C; відносна вологість – до 95 %; максимальна дистанція стрільби – необмежена [2].

**Тактичні лазерні імітатори стрільби і ураження.** Тактичні лазерні імітатори стрільби і ураження є високоефективним засобом навчання особового складу і широко використовуються в силових структурах зарубіжних країн. В даний час розроблені і широко застосовуються лазерні імітатори практично для всіх видів зброї, імітуються всі типи вогневої взаємодії сторін: земля-земля, повітря-земля, земля-повітря, повітря-повітря. Війська мають можливість проводити навчання на рівні батальйону з використанням всього арсеналу штатного озброєння і засобів вогневої підтримки. Широкий спектр лазерних імітаційних засобів дозволяє проводити як повсякденну бойову підготовку особового складу в місцях постійної дислокації, так і широкомасштабні навчання підрозділів на спеціальних полігонах. Аналіз досвіду розвитку лазерних імітаторів стрільби показує наступне:

- широке розповсюдження лазерних імітаторів стрільби і ураження обумовлене їх перевагами, що полягають у адекватній точності імітації зброї за рахунок високої точності локалізації точки попадання, що забезпечується властивостями лазерного променя;

- простежується тенденція до імітації всього спектру озброєння із засобами посилення і підтримки та із забезпеченням взаємодії імітаторів;

- найефективніше для навчання військ комплексне застосування лазерних імітаторів, починаючи з первинного індивідуального і групового навчання особового складу в місцях постійної дислокації і закінчуючи проведенням батальйонних навчань в умовах спеціально обладнаних полігонів, що забезпечує високу якість навчання і максимальне завантаження устаткування [3].

**Висновки.** Нині існують пневматичні тир з сенсорним екраном, інтерактивні мультимедійні лазерні тир. Місце попадання кулі (пневматичний інтерактивний тир) або світлової плями від лазерної зброї (лазерний тир) фіксується відеокамерою і обробляється включеним в систему комп'ютером, який може бути виконаний як частина єдиної системи в спільному корпусі: проектор, камера і комп'ютер (ноутбук). Розглянуті системи є найбільш безпечними і використовуються як для підготовки працівників силових структур, так і в індустрії розваг.

Лазерні тир є найбільш гнучкими і активними системами. За допомогою спеціальних пристроїв вони можуть бути пристосовані для безкульової стрільби з бойової вогнепальної зброї.

## Література

1. Интерактивный лазерный тир «Рубин» [Электронный ресурс] // Научно-исследовательский центр «Лазерные технологии». – Режим доступа к статье: <http://www.tir-gubin.ru>. – Название с титул. экрана.

2. Отчет по результатам выставки «Оружие и безопасность – 2009» [Электронный ресурс] / Материалы VI Международной специализированной выставки «Оружие и безопасность – 2009» // Международный выставочный центр ИЕС. – Режим доступа к документу:

3. <http://www.ies-expo.com.ua/index.php?id=64>. – Название с титул. экрана.

4. Луферов А. С. Лазерные и интерактивные тир [Электронный ресурс] /

А. С. Луферов // Использование лазерных стрелковых тренажеров при первоначальном обучении; Научно-исследовательский центр «Лазерные технологии». – Режим доступа к статье: 5. [http://www.lasertools.ru/obuchenie.htm# %E1. %F3. %EC %D5 %C6 %C5 %D2 %CF %D7](http://www.lasertools.ru/obuchenie.htm#%E1.%F3.%EC%D5%C6%C5%D2%CF%D7). – Название с экрана.

Надійшла до редакції  
15.11.2009 р.

УДК 620.9, 519.3

М.В. ПРИЙМАК, О.В. МАЦЮК, О.Б. НАЗАРЕВИЧ, Г.В. ШИМЧУК

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

## ДОСЛІДЖЕННЯ ОСОБЛИВОСТЕЙ ЕНЕРГОСПОЖИВАННЯ В УМОВАХ РИТМІКИ МЕТОДОМ ГІСТОГРАМНОГО АНАЛІЗУ

В роботі обґрунтовано використання гістограмного аналізу періодичних випадкових процесів на прикладі газоспоживання. Розглянуто питання вибору інтервалів.

The usage of the Histogram analysis of periodic random processes on the example of gas consumption is outlined. The question of selection intervals is explicated.

Ключові слова: газоспоживання.

**Вступ.** Одна із основних складових народного господарства України – енергетичний сектор. Так склалося, що для України основними носіями енергії є газ, електроенергія, нафта, вугілля, нетрадиційні джерела. Процентне співвідношення між цими носіями наведено на рис. 1.

Бачимо, що більша частка споживання припадає на газ і електроенергію. Основна вимога перед газотранспортною і енергетичною системами – в достатній кількості забезпечити потреби населення якісною енергією. Специфічними є вимоги до якості електричної енергії.

З іншої сторони перед газотранспортною і енергетичною системами стоять такі задачі: енергозбереження; підвищення ефективності їх функціонування; оптимізації управління цими системами тощо. Вирішення таких задач здебільшого залежить від знання особливостей газо- і електроспоживання. Ці особливості відтворені у графіках енергоспоживання (електроспоживання і газоспоживання).



Рис. 1. Загальне споживання енергії за видами палива

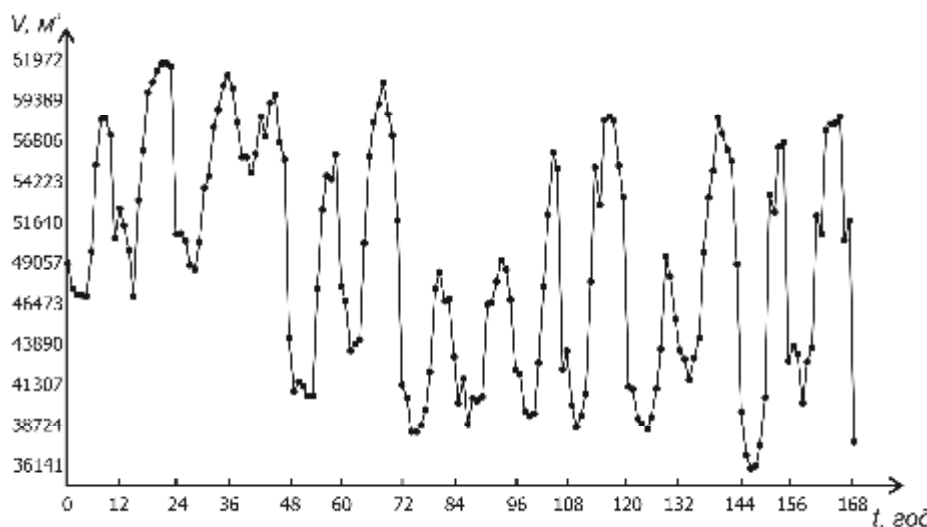


Рис. 2. Графіки газоспоживання для "Тернопільгаз" за сім поточних днів (лютий, 2007 року)

Не було би проблем, якби енергоспоживання мало рівномірний характер упродовж доби, сезону, року. Однак, насправді, газоспоживання та електроспоживання має складний характер. На рис. 2 наведено графіки газоспоживання для "Тернопільгаз" за сім поточних днів 2007 року.

Поведінка графіка свідчить, що для газоспоживання характерна ритмічність (іншими словами стохастична періодичність, циклічність).

У [1] була обґрунтована модель газоспоживання у вигляді ПКВП, в [2] – у вигляді періодичного випадкового процесу, в [3] – як ЛПВП. У [4] на основі періодичного випадкового процесу були отримані оцінки періодичних ймовірнісних характеристик газоспоживання: оцінки

періодичного математичного сподівання, дисперсії та середньоквадратичного відхилення, тут також досліджувався кореляційний зв'язок між газоспоживанням і метеофакторами.

У прикладних дослідженнях сигналів доволі розповсюдженим є гістограмний аналіз, при умові, що моделлю цих сигналів є стаціонарний випадковий процес (послідовність). Дослідження газоспоживання варто провести за допомогою методу гістограмного аналізу.

Мета роботи – обґрунтувати метод гістограмного аналізу на прикладі газоспоживання.

Питання можливості гістограмного аналізу періодичних випадкових процесів розглядалося в [5]. Однак, у цій праці поза увагою залишилися деякі важливі питання і одне з них вибір числа інтервалів.

В основі методів аналізу періодичних випадкових процесів лежить метод виділення із цих процесів стаціонарних вкладених послідовностей, тобто  $\mathbf{j}$  – серій.

Нехай  $\mathbf{j}$  – число (фаза), що належить проміжку  $[0, T)$ , то  $\mathbf{j}$  – серією називається вкладений по відношенню до періодичного процесу  $\mathbf{x}(t)$  процес  $\mathbf{x}(\mathbf{j} + lT)$ ,  $l = 0, \pm 1, \dots$ , який по суті являє собою послідовність відліків процесу  $\mathbf{x}(t)$ , взятих через період  $T$ . В подальшому будемо розглядати  $\mathbf{j}$  – серії, для яких фаза приймає фіксовані значення:  $\mathbf{j} = \mathbf{j}_i = ih$ ,  $h = T/L$ ,  $L$  – ціле,  $L \geq 2$ . Для таких значень фази  $\mathbf{j}_i = ih$  вкладений процес будемо позначати через:

$$\mathbf{x}(ih + lT) \stackrel{df}{=} \mathbf{x}_i(l), l = 0, \pm 1, \dots \quad (1)$$

Зазначимо, що  $\mathbf{j}_i$  – серії є стаціонарними у вузькому (широкому для періодично корельованих процесів) розумінні і є стаціонарно зв'язаними послідовностями, окрім того для кожної  $\mathbf{j}_i$  – серії можна провести гістограмний аналіз.

Нехай  $\{\mathbf{x}_i, i = \dots - 1, 0, 1, \dots\}$  стаціонарна послідовність,  $x_1, \dots, x_n$  – результати спостережень за випадковими величинами  $\mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_n$ . Розбиваємо інтервал можливих значень  $x_1, \dots, x_n$  на  $k$  інтервалів  $[s_{i-1}, s)$ ,  $i = \overline{1, k}$  і визначаємо кількість  $n_i$  елементів вибірки, що попала в кожен з цих інтервалів. Частота попадання  $n_i = \frac{n_i}{n}$ ,  $i = \overline{1, k}$ .

Гістограмою вибірки називається функція

$$P_n(x) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^k \frac{n_i(x)}{\Delta_i}, \quad (2)$$

де  $\Delta_i = s_i - s_{i-1}$  – довжина  $i$ -го інтервалу,  $i = \overline{1, k}$

$$n_i(x) = \begin{cases} n_i, & x_i \leq x \leq x_{i+1} \\ 0, & x < x_i, x \geq x_{i+1} \end{cases}. \quad (3)$$

Якщо інтервали розбиття вибираємо рівними  $\Delta_1 = \Delta_2 = \dots = \Delta_k = \Delta$ , то формулу (2) запишемо у так:

$$P_n(x) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^k \frac{n_i(x)}{\Delta_i} = \frac{1}{n\Delta} \sum_{i=1}^k n_i(x) \quad (4)$$

Гістограма і її ймовірнісні характеристики суттєво залежать від інтервалу побудови гістограми і від кількості інтервалів розбиття.

Якщо при заданому  $N$  елементів вибірки і досить малих інтервалах групування гістограма буде багатoverшинною, то при доволі великих інтервалах втрачаються характерні особливості теоретичної щільності розподілу.

Існує низка альтернативних формул для визначення кількості інтервалів: формули Стерджеса (Sturges, 1926 p.), Скотта (Scott, 1979), Фрідмана і Діаконіса (Freedman and Diaconis, 1981), теорема Гливленко та інші. Вибір формули кожен дослідник проводить самостійно.

Для визначення кількості інтервалів використаємо формулу Стерджеса (рис. 3)

$$k = 1 + 3.2 \cdot \log(n) \quad (5)$$

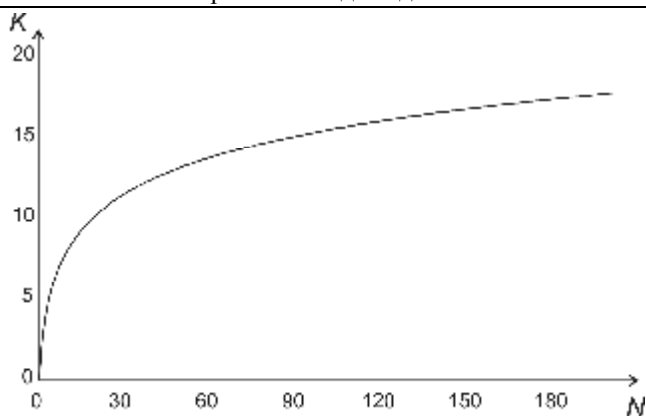


Рис. 3. Емпірична формула Стерджеса

Значення інтервалу розбиття знаходимо із співвідношення

$$\Delta = \frac{(X_{\max} - X_{\min})}{k}, \quad (6)$$

де  $X_{\max}, X_{\min}$  – максимальний і мінімальний елементи вибірки відповідно.

На періоді  $T=24$  години зафіксуємо 24 початкових фази  $j = j_i = \overline{ih}$ ,  $i = 0,23$  з кроком дискретизації  $h=1$  година. Для кожної з цих початкових фаз виділяємо 24 стаціонарні послідовні  $j_i$  – серії і будуємо для цих послідовностей гістограми.

Для побудови гістограм використовуємо дані газоспоживання за лютий 2007 року (м. Тернопіль). Результати гістограмного аналізу газоспоживання наведено на рис. 3 – 10.

Гістограми – слушні і асимптотичні незміщені оцінки щільності ймовірності. Зазначимо, що використовувати гістограми на практиці незручно, оскільки вони не дозволяють отримати аналітичний вираз і необхідно проводити апроксимацію отриманих гістограм теоретичними законами розподілу (згладжування гістограм).

**Висновок.** Оскільки моделлю газонавантаження є періодичні випадкові процеси реалізовано методи їх статистичного аналізу. Для цього визначені  $j$  – серії періодичних процесів, які являють собою послідовності, взяті через період  $T$ . Проведено дослідження методами гістограмного аналізу.

Для згладжування гістограм використовуються різні методи: метод найменших квадратів, метод згладжування з використанням системи перетворень Джексона, метод кривих Пірсона. Більш детально питання згладжування гістограм буде розглянуто в подальших дослідженнях.

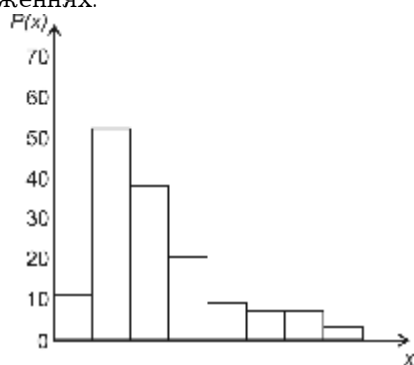


Рис. 4 Гістограма газоспоживання в 0 годин

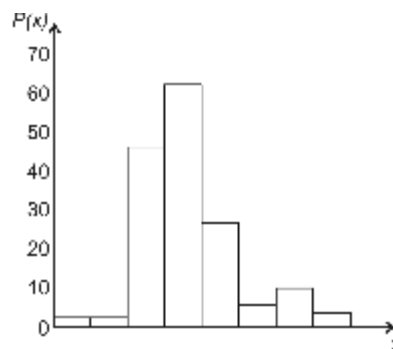


Рис. 5 Гістограма газоспоживання в 3 години

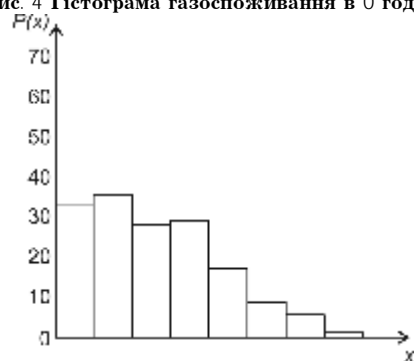


Рис. 6 Гістограма газоспоживання в 6 годині

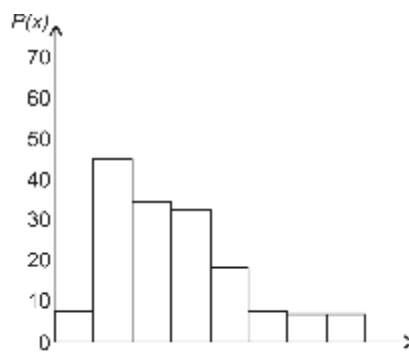


Рис. 7 Гістограма газоспоживання в 9 годині

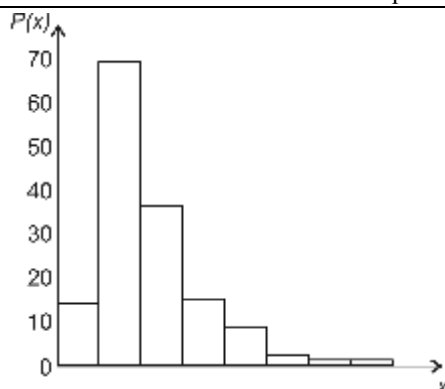


Рис. 8 Гістограма газоспоживання в 12 годині

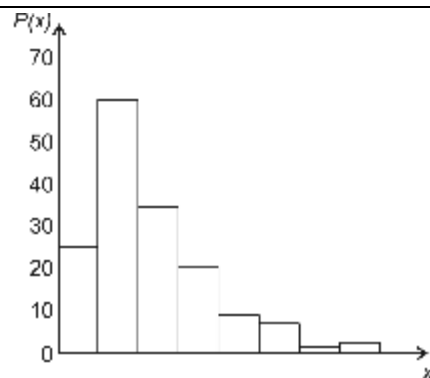


Рис. 9 Гістограма газоспоживання в 15 годині

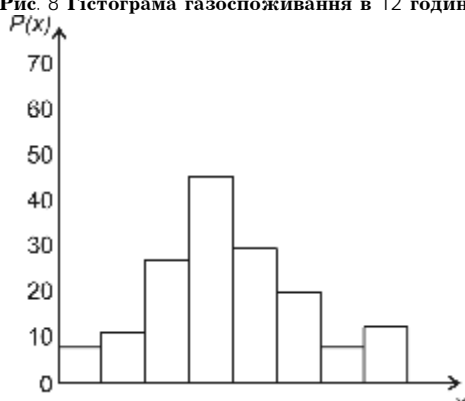


Рис. 9 Гістограма газоспоживання в 18 годині

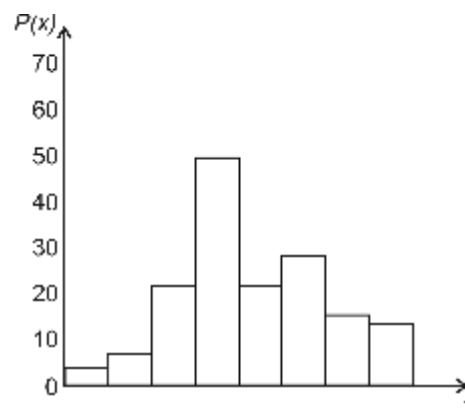


Рис. 10 Гістограма газоспоживання в 21 годині

## Література

1. Приймак М.В., Мацюк О.В. Моделі газонавантажень з врахуванням стохастичної періодичності та можливості їх статистичного аналізу // Розвідка та розробка нафтових і газових родовищ. Всеукраїнський щоквартальний науково-технічний журнал. Івано-Франківськ: . – 2003. – № 2 (7).
2. Приймак М.В., Мацюк О.В. Вкладені стаціонарні послідовності періодичних випадкових процесів та їх використання в задачах обробки газонавантажень // Розвідка та розробка нафтових і газових родовищ. Всеукраїнський щоквартальний науково-технічний журнал. Івано-Франківськ: . – 2004. – № 3 (9).
3. Мацюк О.В., Толбатов А.В., Приймак М.В. Методологія статистичної обробки даних газоспоживання // Розвідка та розробка нафтових і газових родовищ. Всеукраїнський щоквартальний науково-технічний журнал. Івано-Франківськ: . – 2004. – № 4 (13)
4. Приймак М.В., Мацюк О.В. Оцінка кореляційного взаємозв'язку періодичних випадкових процесів та її використання в задачах енергетики // Розвідка та розробка нафтових і газових родовищ. Всеукраїнський щоквартальний науково-технічний журнал. Івано-Франківськ: . – 2005. – № 2 (15)
5. Приймак М.В., Маєвський О.В., Щербак Л.М. Гістограмний аналіз періодичних випадкових процесів і його використання в прикладних дослідженнях // Вид. – во Технологічного ун. – ту Поділля. Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. Хмельницький: . – 2003. – № 2 (22).

Надійшла до редакції  
24.10.2009 р.

## ВПЛИВ ПАРАМЕТРІВ ВИГОТОВЛЕННЯ КАБЕЛЮ НА ЙОГО РЕЗУЛЬТУЮЧИЙ ОПІР

Розглянуто особливості впливу відхилення параметрів кабелів зв'язку на результуючий опір на прикладі симетричного і коаксіального кабелів.

The peculiarities of divergence of parameters of communication cables influence on resulting resistance are examined by way of example balanced and coaxial cables.

Ключові слова: симетричний кабель, коаксіальний кабель, похибка опору.

### Вступ

При виготовленні кабелів зв'язку необхідно враховувати залежність його опору від різних параметрів: від довжини, діаметру жил, питомого опору металу, частоти струму. Похибки цих параметрів впливають на результуючий опір в різній степені, тому точність деяких параметрів кабелю дуже суттєва, інших же параметрів – мало суттєва і деколи нею можна знехтувати.

### Постановка завдання

Метою статті є спроба розглянути та проаналізувати внутрішні неоднорідності в кабелях зв'язку. Ці неоднорідності є важливою характеристикою кіл зв'язку, тому що впливають на якість телефонного зв'язку і особливо телевізійних передач. Внутрішні неоднорідності з'являються в процесі виготовлення кабелів внаслідок порушення розмірів, можливих деформацій, неналежної якості матеріалів, нерівномірного відпалювання та інших негативних факторів.

### Основний розділ

Розглянемо симетричні кабелі.

Опір однорідного провідника залежить від його довжини, площі перерізу і питомого опору металу:

$$R = r \frac{l}{S} = \frac{4rl}{pd^2}, \quad (1)$$

де  $\rho$  – питомий опір металу;

$d$  – діаметр жили;

$l$  – довжина кабелю.

Для симетричного кабелю похибка опору визначається по формулі:

$$s_R^2 = \left(\frac{\partial R}{\partial d}\right)^2 s_d^2 + \left(\frac{\partial R}{\partial l}\right)^2 s_l^2, \quad (2)$$

де  $R$  – опір кабелю;

$\sigma_d$  – відхилення діаметру жили від номінального значення;

$\sigma_l$  – відхилення довжини кабелю від номінального значення.

Розв'яжемо рівняння (2). Використовуючи вираз (1) знайдемо необхідні похідні:

$$\frac{\partial R}{\partial d} = \frac{4rl}{p} \cdot (-2d^{-3}) = -\frac{8rl}{pd^3},$$

$$\frac{\partial R}{\partial l} = \frac{4r}{pd^2}.$$

Таким чином вираз (2) набуде вигляду:

$$s_R^2 = \frac{16r^2 l^2}{p^2 d^6} s_d^2 + \frac{16r^2}{p^2 d^4} s_l^2. \quad (3)$$

Знайдемо числове значення похибки опору, а також характер залежності опору від величини відхилення діаметру. Для прикладу візьмемо такі величини:

$\rho = 0,0175 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$  (мідь ММ),

$l = 1000 \text{ м}$ ,

$d = 1,2 \text{ мм}$ ,

$\sigma_l = 5 \text{ м}$ ,

$\sigma_d = 0,03 \text{ мм}; 0,02 \text{ мм}; 0,01 \text{ мм}; 0 \text{ мм}$

$$s_{R1}^2 = \frac{16 \cdot 0,0175^2 \cdot 1000^2}{p^2 \cdot 1,2^6} \cdot 0,03^2 + \frac{16 \cdot 0,0175^2}{p^2 \cdot 1,2^4} \cdot 5^2 = 0,1496 + 0,006 = 0,1556; \sigma_{R1} = 0,3945 \text{ Ом};$$

$$S_{R2}^2 = 166,27 \cdot 0,02^2 + 2,3943 \cdot 10^{-4} \cdot 5^2 = 0,0725; \sigma_{R2} = 0,2693 \text{ Ом};$$

$$S_{R3}^2 = 166,27 \cdot 0,01^2 + 2,3943 \cdot 10^{-4} \cdot 5^2 = 0,0226; \sigma_{R3} = 0,15 \text{ Ом};$$

$$\sigma_{R4} = 0,006; \sigma_{R4} = 0,077 \text{ Ом}.$$

Характер залежності опору від величини відхилення діаметру показано на рис. 1.

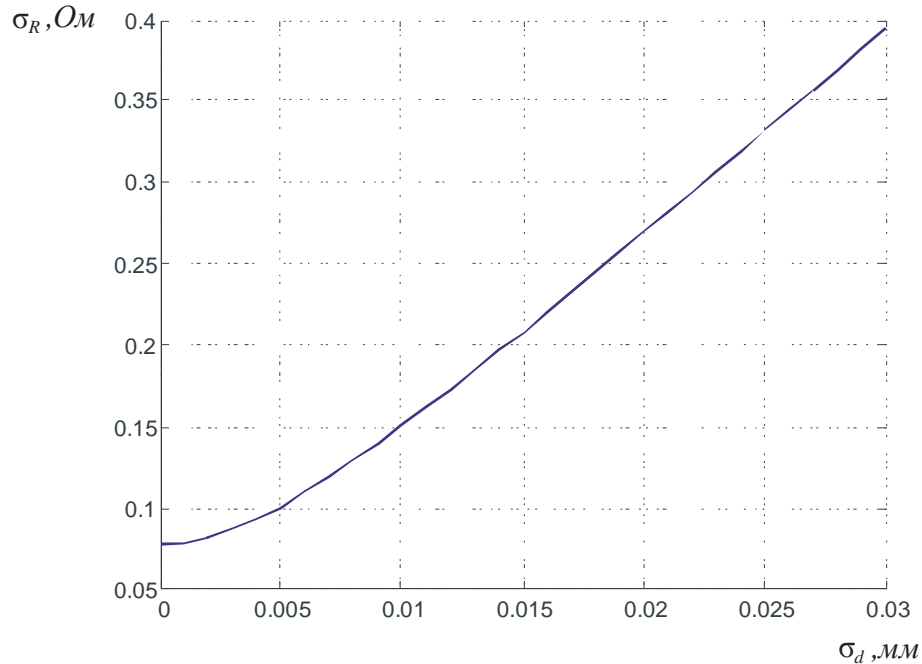


Рис. 1. Залежність похибки опору від похибки діаметру

Розглянемо коаксіальні кабелі. Опір коаксіального кабелю є сумою опорів внутрішнього та зовнішнього провідників:

$$R = R_e + R_z = 0,0418\sqrt{f} \left( \frac{1}{r_e} + \frac{1}{r_z} \right), \quad (4)$$

де  $r_e$  – опір внутрішнього провідника;

$r_z$  – опір зовнішнього провідника.

Похибка опору коаксіального кабелю визначається по формулі:

$$S_R^2 = \left( \frac{\partial R}{\partial f} \right)^2 S_f^2 + \left( \frac{\partial R}{\partial r_e} \right)^2 S_{r_e}^2 + \left( \frac{\partial R}{\partial r_z} \right)^2 S_{r_z}^2, \quad (5)$$

де  $S_f$  – відхилення частоти від номінального значення;

$S_{r_e}$  – відхилення діаметру внутрішньої жили від номінального значення;

$S_{r_z}$  – відхилення діаметру зовнішнього провідника від номінального значення.

Знайдемо необхідні похідні:

$$\frac{\partial R}{\partial f} = 0,0418 \cdot \frac{1}{2\sqrt{f}} \left( \frac{1}{r_e} + \frac{1}{r_z} \right) = \frac{0,0209}{\sqrt{f}} \left( \frac{1}{r_e} + \frac{1}{r_z} \right),$$

$$\frac{\partial R}{\partial r_e} = 0,0418\sqrt{f} \left( \frac{-1}{r_e^2} + 0 \right) = -\frac{0,0418\sqrt{f}}{r_e^2},$$

$$\frac{\partial R}{\partial r_z} = 0,0418\sqrt{f} \left( 0 + \frac{-1}{r_z} \right) = -\frac{0,0418\sqrt{f}}{r_z^2}.$$

Отже, похибка опору набуде вигляду:

$$S_R^2 = \frac{4,3681 \cdot 10^{-4}}{f} \left( \frac{1}{r_e^2} + \frac{1}{r_z^2} \right) S_f^2 + \frac{1,7472 \cdot 10^{-3} \cdot f}{r_e^4} S_{r_e}^2 + \frac{1,7472 \cdot 10^{-3} \cdot f}{r_z^4} S_{r_z}^2. \quad (6)$$

Визначимо характер залежності опору від величин відхилення частоти і діаметру жили.

Для прикладу візьмемо такі параметри:

Кабель КМБ-4 2,6/9,4, тобто

$$r_e = 1,3 \text{ мм};$$

$$r_z = 4,7 \text{ мм};$$

$$f = 500 \dots 3000 \text{ Гц};$$

$$\sigma_f = 20 \text{ Гц};$$

$$\sigma_{r_3} = 0,03 \text{ мм};$$

$$\sigma_{r_B} = 0,002 \dots 0,005 \text{ мм}.$$

Підставимо ці числа в рівняння (6) і отримаємо вираз для похибки опору:

$$s_R^2 = \frac{4,3681 \cdot 10^{-4}}{f} \left( \frac{1}{1,3^2} + \frac{1}{4,7^2} \right) \cdot 20^2 + \frac{1,7472 \cdot 10^{-3} \cdot f}{1,3^4} s_{r_3}^2 + \frac{1,7472 \cdot 10^{-3} \cdot f}{4,7^4} \cdot 0,03^2 =$$

$$= \frac{0,11921}{f} + 6,1174 \cdot 10^{-4} \cdot f \cdot s_{r_3}^2 + 3,2225 \cdot 10^{-9} \cdot f;$$

$$s_R = \sqrt{\frac{0,11921}{f} + 6,1174 \cdot 10^{-4} \cdot f \cdot s_{r_3}^2 + 3,2225 \cdot 10^{-9} \cdot f}.$$

Графічним відображенням даного рівняння є тривимірна поверхня, для її побудови застосуємо MATLAB. Результат показано на рис. 2.

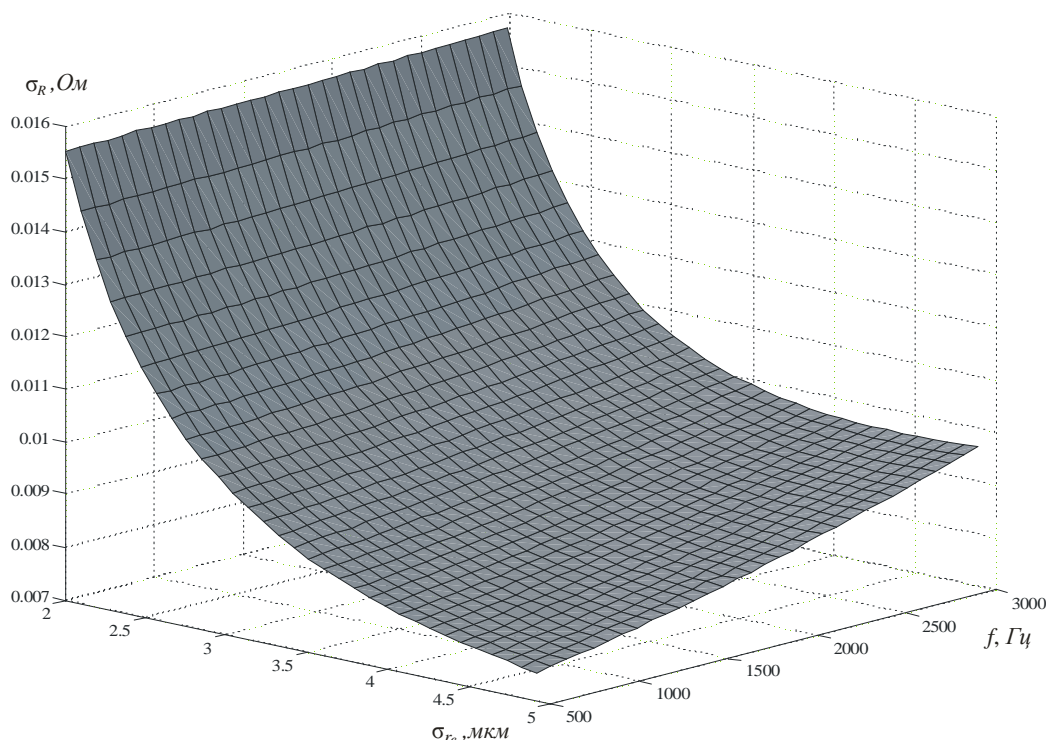


Рис. 2. Залежність похибки опору від похибки радіусу жили та частоти

### Висновки

Проведені дослідження продемонстрували, що найбільший вплив на похибку опору як симетричного, так і коаксіального кабелю, є нестабільність діаметру жил по всій довжині кабелю. Таким чином, при виготовленні кабелів зв'язку необхідно звертати особливу увагу на точність діаметру струмоведучих жил. Тобто потрібно застосовувати високоточні засоби волочіння дроту (оптимальна геометрія поверхні волюти, волочіння зі зниженим коефіцієнтом тертя, волочіння з використанням ультразвуку, контроль за сковзанням дроту та інші сучасні технології).

### Література

1. Гроднев И.И., Курбатов Н.Д. Линейные сооружения связи. – М.: Связьиздат, 1963. – 583 с.
2. Ионоу А.Д., Попов Б.В. Линии связи по проводам. 3-е изд., доп. – М.: Связь, 1969. – 224 с.
3. Вентцель Е.С. Теория вероятности. – М.: Наука, 1969. – 576 с.
4. Полехин С.И. Теория связи по проводам. 3-е изд., доп. – М.: Связь, 1969. – 376 с.

Надійшла до редакції  
17.10.2009 р.



## ОСОБЛИВОСТІ ВИМІРЮВАНЬ ПАРАМЕТРІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ ЗА ДОПОМОГОЮ ЦИФРОВИХ ОСЦИЛОГРАФІВ

Розглянуті питання використання сучасних цифрових осцилографів для вимірювань параметрів телекомунікаційних систем, вказано на перспективні напрямки досліджень.

The use of modern digital oscilloscope for measurements of telecommunication systems, given the promising research directions.

Ключові слова: Цифровий осцилограф, вимірювання, телекомунікації.

### Вступ

Осцилограф - прилад, призначений для дослідження електричних сигналів у часовій області шляхом візуального спостереження графіку сигналу на екрані, а також для вимірювання амплітудних і часових параметрів сигналу. Цифровий осцилограф - це надійний пристрій для пошуку несправностей і проведення монтажних робіт у промислових умовах. Осцилографи володіють високою міцністю, компактні та зручні у використанні. Портативні цифрові осцилографи - це інтегрований випробувальний інструмент, що поєднує осцилограф, мультиметр і "безпаперовий" реєстратор в одному зручному приладі, що пропонується за прийнятну ціну. За допомогою цього приладу можна швидко визначити та усунути джерело проблем в системах устаткування, вимірювання, управління та зв'язку. Цифрові осцилографи мають функцію для вимірювання параметрів перетворювачів частоти та телекомунікацій. Висока швидкість оновлення зображення дозволяє відразу ж побачити динамічні зміни. Портативні двоканальні цифрові осцилографи можуть застосовуватися на виробництві та в лабораторіях і мають можливість тестування протоколів передачі сигналів [1-4].



а) б)  
Рис.1. Сучасні осцилографи фірми LeCroy (а), Tektronix (б)

Принципи дії та методи цифрової осцилографії зрозумілі із узагальненої структури цифрового осцилографа рис.2 [5-9].

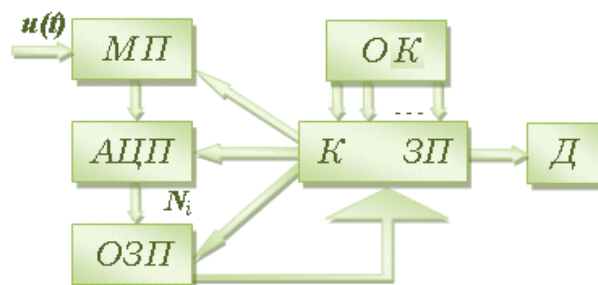


Рис.2. Структура цифрового осцилографа

Цифровий осцилограф та його спрощена структурна схема містить наступні функціональні вузли та блоки:

МП - масштабуючий пристрій (підсилювач і подільник напруги);

АЦП - аналого-цифровий перетворювач;

ОЗП - оперативний запам'ятовувальний пристрій;

К - контролер;

ЗП - запам'ятовуючий пристрій;

Д - дисплей;

ОК - органи керування (кнопки, ручки).

**Об'єктом дослідження** процес використання можливостей саме цифрової осцилографії для дослідження та вимірювання в телекомунікаційних системах.

**Предметом дослідження** є параметри радіосигналів які використовуються в сучасних засобах телекомунікацій і визначають їх якісні характеристики та параметри.

#### Основна частина.

Найбільш високочастотний осцилограф реального часу у світі це - осцилограф реального часу WaveMaster 8 Zi, який поєднує в собі найвищу смугу пропускання і найвищу частоту дискретизації у світі [7].



Рис.3. Осцилограф реального часу WaveMaster 8 Zi

Потокова архітектура X-Stream™ II забезпечує максимальні швидкодії всіх аспектів роботи цифрового осцилографа. Найвища швидкість збору інформації, в 10 - 100 разів більш швидкий процес обробки та аналізу даних, миттєвий відгук осцилографа і в 20 разів більш швидка передача даних. Усі моделі осцилографів із смугою пропускання від 4 ГГц до 25 ГГц мають можливість збільшення смуги пропускання. Це дає змогу без зайвих матеріальних витрат своєчасно отримувати необхідний інструмент для дослідження сучасних високошвидкісних сигналів. На додаток, всі моделі мають два типи входів - 50 Ом і 1 МОм, що дозволяє використовувати будь-які пробники LeCroy без додаткових адаптерів, переходів і підсилювачів. У поєднанні з широкими і гнучкими інструментами аналізу, осцилографи LeCroy WaveMaster 8 Zi забезпечують неперевершені можливості по налагодженню, перевірці та повного тестування електронних пристроїв в широкому діапазоні частот та видів сигналів [5-7].

Найшвидший у світі осцилограф реального часу LeCroy подолав технологічний бар'єр обмеження смуги пропускання осцилографів. Це було досягнуто комбінуванням власного SiGe високочастотного АЦП і системи DBI 5-го покоління, і дозволило одержати безпрецедентні для осцилографа реального часу параметри:

смуга пропускання 30 ГГц;

частота дискретизації 80 Гвиб/с;

довжина пам'яті 512 МБ.

Найбільш передова платформа осцилограф потокова архітектура X-Stream II забезпечує в 10-100 разів більш швидку обробку та аналіз інформації на довгих обсягах пам'яті до 512 МБ, а також миттєвий відгук осцилографа на зміну настройок. При необхідності обробки даних поза оболонкою осцилографа шина LSIB забезпечує швидкість передачі даних 325 Мб/с. 39 см широкоформатний (16 x 9) WXGA кольоровий сенсорний екран забезпечує на 50% більшу

площу відображення, ніж інші осцилографи. Обидва типи входів, 50 Ом і 1 МОм, є стандартними для всіх типів осцилографів і підтримують всі типи пробників LeCroy (включаючи пасивні пробники) без будь-яких адаптерів, перехідників і додаткових блоків живлення [5-7].

Силікон-германієві (SiGe) технології розвиваються разом з технологічним процесом 7НР провідного світового виробника компанії IBM, що дозволяє створити спеціалізовані аналого-цифрові перетворювачі (АЦП). Для кожного каналу збору інформації створюються свої АЦП, які розташовуються в безпосередній близькості один від одного для підтримки високої достовірності сигналу та забезпечення оптимальної АЧХ. Розташування елементів на схемі при складанні контролюється особливо, з метою гарантування високої достовірності відображення сигналу для кожного каналу.

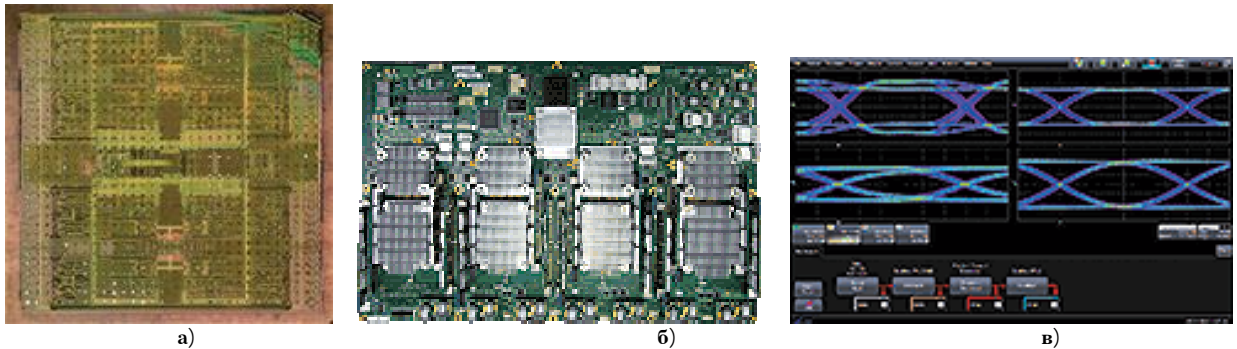


Рис.4. Особливості компонент сучасного осцилографа: а) Найбільш високошвидкісний однокристальний АЦП в світі; б) Високошвидкісні модулі пам'яті власної розробки при підключенні збільшують довжину пам'яті осцилографа до 256 Мб на канал (в).

Монолітний 40 Гвиб/с АЦП, який використовується в осцилографах LeCroy, це самий високошвидкісний однокристальний АЦП в світі. Порівнюючи з іншими рішеннями, коли чіпи АЦП об'єднуються поканально, або коли в однокристальних АЦП використовуються 100 почергових перетворювачів, рішення, запропоноване LeCroy, є більш простим і елегантним для підтримання високих часових, фазових характеристик і зміщень при об'єднанні двох 40 Гвиб/с АЦП [7].

#### EYE DOCTOR II передовий набір інструментів для цілісності сигналу.

Eye Doctor II сучасний інструмент цілісності сигналу збільшує точність вимірювань і достовірність вимірювань. Для цього з результатів вимірювань віднімається вплив підключених адаптерів і перехідників, емулюються передспотворення каналів передачі даних і приймачів з корекцією DFE, FFE, і вирівнюється ефект безперервної лінійної компенсації під час збору осцилографом інформації в довгу пам'ять без зниження швидкості швидкодії. Такий підхід дозволяє інженерам краще зрозуміти вплив кінцевих пристроїв на реальний пристрій і провести повне тестування, таких сучасних високошвидкісних пристроїв, як PCIe Gen3, USB 3.0, SAS / SATA 6 Гб/с, що вимагають емуляцію для гарантії високої достовірності та сумісності різних пристроїв [7].

Чудовий аналіз систем послідовної передачі програмного пакету SDA II забезпечує високу вірогідність тестування систем послідовної передачі даних. Аналіз глазкової діаграми може бути здійснений в 100 разів швидше на одиничних інтервалах часу і поліпшений використанням таких додаткових інструментів, як IsoBER (розпізнавання лінії постійного значення коефіцієнта помилок) та локатора Порушення Маски. Прекрасна методологія розкладання джитеру полегшує розуміння проблем у вирішенні комплексних завдань тестування систем послідовної передачі. Архітектура X-Stream II дозволяє в 10-100 разів швидше закінчити процес повного аналізу при записі на всю довжину пам'яті осцилографа [7].

При збільшенні частот сигналів і швидкостей передачі до мікрохвильового діапазону (НВЧ) інженери стикаються з проблемою забезпечення цілісності сигналу. Eye Doctor II - це повний набір інструментів, який підвищує достовірність вимірювання цілісності сигналу за допомогою передспотворення і емуляції АЧХ приймача на повній довжині запису до 512МБ. При використанні Eye Doctor II інженер може усунути вплив небажаних пристроїв і елементів що спотворюють реальну АЧХ середовища передачі. Eye Doctor II використовує широко поширений метод вимірювання S-параметрів і принцип підвантаження файлів, які можливо легко завантажити в Eye Doctor II. Всі основні можливості доступні з меню простого і зрозумілого для користувача інтерфейсу. Управління розширеними функціями є доступним через редактор Web-інтерфейсу. Повний набір аналітичних можливостей, таких як вимірювання, математичні функції, побудова тренда джитер, гістограм статистичного розподілу, побудова глазкової діаграми та інш., і надалі можуть бути використані з урахуванням результатів коригуючого впливу Eye Doctor II на вхідний сигнал [7].

#### Збільшення точності вимірювань цілісності сигналу.

Емуляція каналів систем послідовної передачі даних використовується при вимірюванні



параметрів послідовних потоків даних, коли виникають такі міркування. Не завжди, але в більшості випадків, інженери-розробники роблять вимірювання сигналу на виході передавального пристрою. Тому найбільш прийнятним є емуляція каналу передачі безпосередньо на його виході. Деякі, що швидко розвиваються, високошвидкісні стандарти, наприклад SuperSpeed USB або PCIe Gen3, потребують створення найрізноманітніших умов тестування і емуляції різних каналів передачі даних, щоб бути впевненим у високій надійності та функціональній сумісності пристроїв [7].

Це може знадобитися при моделюванні впливу пробників, що підключаються в будь-які точки каналу передачі даних, або схеми для емуляції передспотворення, коли сигнал можна представити так, як ніби вплив підключеного пробника відсутній або присутній. Як приклад розглянемо вимірювання АЧХ приймача.

Приймачі систем послідовної передачі даних завжди виробляють вирівнювання АЧХ для компенсації впливу середовища передачі і вхідних ланцюгів приймача. Таким чином, можливо для «закритої» глазкової діаграми на вході приймача провести корекцію вхідного сигналу приймача і правильно декодувати сигнал. Eye Doctor II дає можливість застосувати упереджувальну компенсацію (FFE), компенсацію зворотного зв'язку (DFE) або постійну лінійну компенсацію (CTLE) для повторення або моделювання перед спотворення приймача. Це забезпечує можливість перегляду глазкової діаграми (рис.4) і характеру джитеру в сигналі так, як він реально присутній на вході приймача без урахування впливу підключеного пробника, що становить найбільший інтерес для дослідника [7].

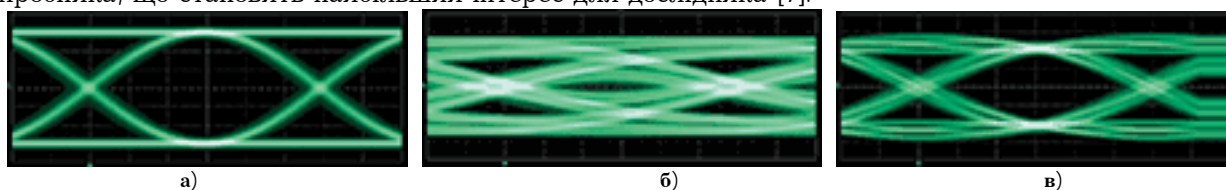


Рис.4. Глазкові діаграми із різним характером джитеру в сигналі

Рис. 4а, це «відкрита» глазкова діаграма сигналу зі швидкістю передачі 2,5 Гб/с. При підключеному пробнику сигнал має неспотвореним вигляд АЧХ каналу передачі. При збільшенні швидкості передачі за рахунок затухання вноситься середовищем передачі, Глазкова діаграма «закривається» на вході приймача (рис.4.б). Використовуючи Eye Doctor II в режимі емуляції каналу передачі, проводиться корекція впливу з'єднувального пристрою. Застосування Eye Doctor II дає можливість скорегувати АЧХ апаратної частини приймача (рис.4в). Тепер вже можливо зрозуміти, приймається приймачем сигнал, і прийнятне значення джитеру чи ні [5-8].

#### Проникнення в суть процесів для їх аналізу.

Використання осцилографів серії WaveMaster 8 Zi для вимірювань і аналізу дозволяє визначити технічні характеристики та підтвердити правильність ідей своїх конструкторських розробок. Це і є глибоке проникнення в суть процесів. Зручність користування осцилографом залежить від його конструкції, яка включає операційне середовище, апаратну частину і методи обробки сигналу. Для забезпечення загальної продуктивності осцилографа важливий кожен компонент цієї системи, але тільки технологія X-Stream II забезпечує виключно високу швидкість обробки даних без компромісів по відношенню до швидкого відгуку осцилографа, і зміні режимів роботи користувачем, що радикально зменшує час, необхідний для всебічного розуміння досліджуваних процесів. WaveMaster 8 Zi відрізняється поданням складних обчислень на довгій пам'яті, даючи можливість користувачу отримати більше користі і достовірності при вивченні сигналу. Сигнал PCIe Gen1 на довжині пам'яті 40 Мб - захоплений і проаналізовано за кілька секунд - це в 100 разів швидше, ніж осцилографи конкурентів [5-9].

Компанія LeCroy реалізувала оригінальний спосіб «безшовного» збору інформації в довгу пам'ять при зміні осцилограм, максимально швидкий і зручний у використанні. WaveMaster 8 Zi з запатентованою технологією X-Stream II при роботі з пам'яттю до 512 Мб дає вигоду за швидкодією щодо інших осцилографічних рішень. X-Stream II використовує потужний процесор Intel® Core™ 2 Quad, високошвидкісні шини даних, 64-розрядну ОС і до 8 ГБ оперативної пам'яті. Всі процеси обробки і аналізу інформації забезпечуються в 10-100 разів швидше, ніж в інших осцилографів подібного класу. LeCroy - лідер у осцилографічній пам'яті який має виключно швидкий відгук [7-10]. Архітектура X-Stream II дає можливість забезпечення високої продуктивності осцилографа навіть при роботі з великими обсягами записаних даних - 100 Мб і більше. Архітектура потокової передачі X-Stream II використовує сегменти даних змінної довжини для поліпшення ефективності роботи кеш-пам'яті процесора і швидкої обробки записів. В результаті, це дозволяє в 10-100 разів забезпечити більш швидку обробку даних [7].

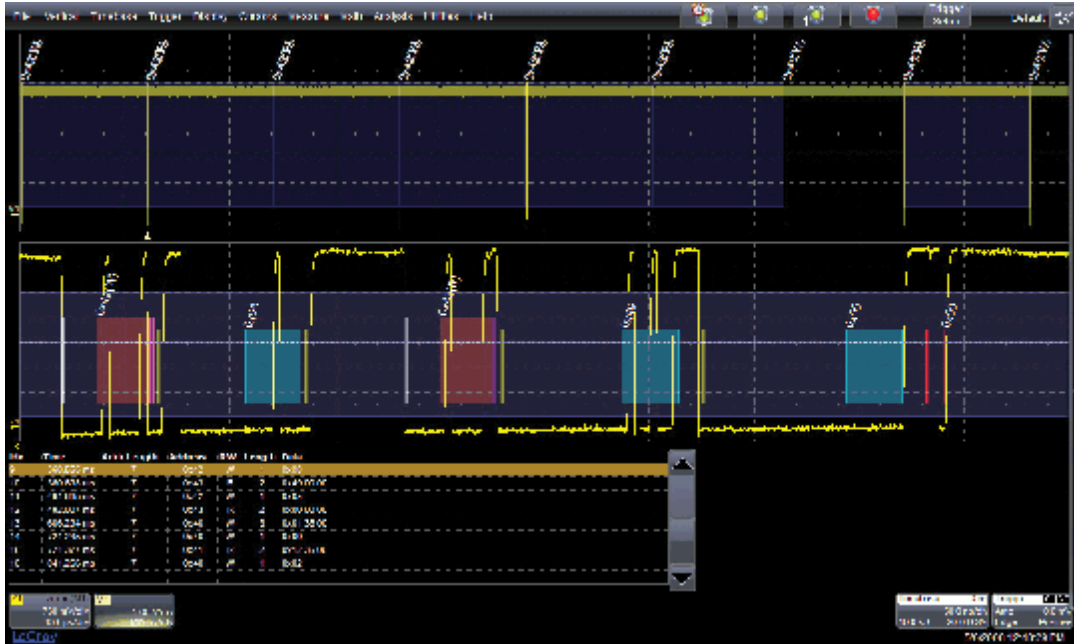


Рис.5. Спосіб «безшовного» збору інформації

Перше, на що звертається увага при роботі з WaveMaster 8 Zi - це швидка реакція осцилографа на органи управління. Найдовші записи й найбільш складний аналіз сигналів легко здійснити незалежно від того, чи управляє осцилограф з передньої панелі, або за допомогою маніпулятора миші. Різниця в швидкості реакції помітна відразу - з першого включення приладу. Для конкуруючих приладів проста зміна зміщення або затримки під час роботи з довгою пам'яттю може сягнути секунд, а то й хвилин очікування на відповідну реакцію приладу. Деякі осцилографи, навіть якщо включена проста математика каналів, така як віднімання, стають занадто повільними і «задумливими». WaveMaster 8 Zi від LeCroy залишається швидким і чуйним навіть при зборі та обробці великих обсягів інформації.

Високошвидкісна передача даних дуже важлива для тих користувачів, яким необхідно проводити післяобробку даних на зовнішньому ПК, доступна для замовлення опція - карта високошвидкісного інтерфейсу передачі даних LSIB (LeCroy Serial Interface Bus) зі швидкістю передачі до 325 Мб / с. Ця опція забезпечує передачу даних зі швидкістю 20-100 разів швидше, ніж у будь-якого іншого приладу. Сумісність зі стандартом LXI класу C WaveMaster 8 Zi має підтримку самого сучасного індустріального інтерфейсу ДУ по Ethernet кабелю - LXI класу C, що забезпечує стандартні можливості LXI: підтримка LAN інтерфейсу, підтримка специфікації VXI-11, web-сервера і драйверів IVI-C і IVI-COM. Інтерфейс LXI дозволяє інженерам швидко створити власну потужну вимірювальну Web-систему [7,11].

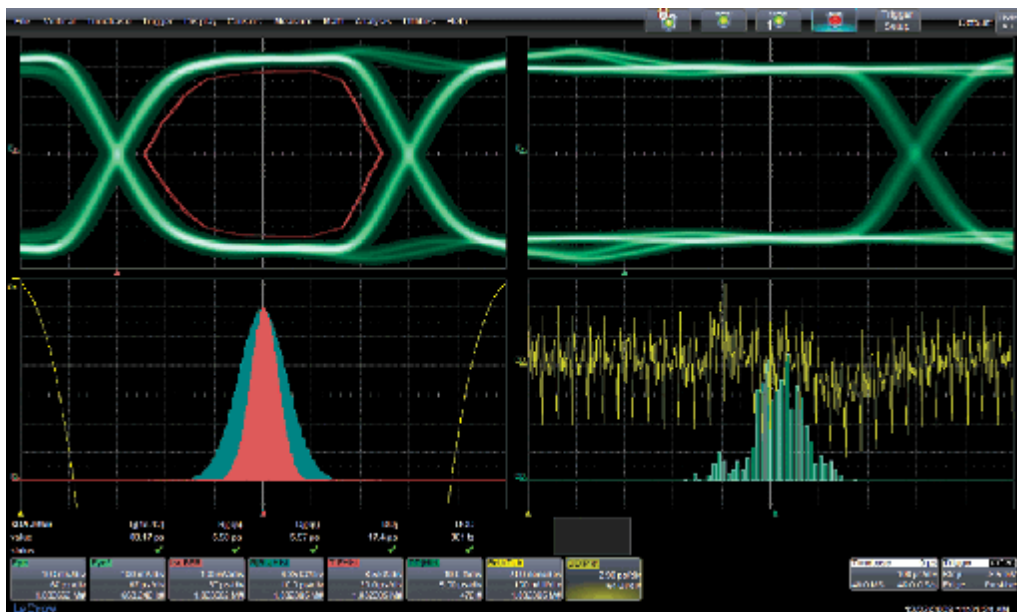


Рис. 6. Типові вимірювання та аналіз джитеру та комунікаційних сигналів

**Висновки**

Оптимізована під високу продуктивність архітектура X-Stream II дає можливість забезпечення високої продуктивності осцилографа навіть при роботі з великими обсягами записаних даних - 100 Мб і більше. Архітектура потокової передачі X-Stream II використовує сегменти даних змінної довжини для поліпшення ефективності роботи кеш-пам'яті процесора і швидкої обробки записів. В результаті, це дозволяє в 10-100 разів забезпечити більш швидку обробку даних.

Оптимізована під довгу пам'ять по суті архітектура X-Stream II не має обмежень по довжині використовуваної пам'яті і типом проведеного аналізу. Змінна довжина сегмента завжди вибирається такою, щоб центральний процесор оптимально і повністю завантажував кеш-пам'ять. Інші осцилографи, які використовують спрощену архітектуру, платять за це втратою продуктивності, і обмеженістю використання пам'яті для аналізу, в кращому випадку, це 5-20% від усієї доступної пам'яті осцилографа.

Оптимізована для швидкого відгуку, при динамічному розподілі буфера осцилографи WaveMaster 8 Zi демонструють найшвидший відгук при управлінні з передньої панелі. Внутрішній алгоритм управління при ідентифікації зміни налаштувань органів управління призупиняє виконання поточного процесу і переключається на виконання нового процесу або розтяжки. У цей час на екрані осцилографа відображається результат попередньої обробки.

Таким чином, єдиним напрямком покращення характеристик цифрової осцилографії є і залишається збільшення швидкодії АПЦ, яке потребує переходу до новітніх нанотехнологій, оскільки класичні методи себе практично вичерпали.

**Література**

1. Матвиенко А.Б.//Электронные компоненты – 2004 - №11 – с.152
2. ГОСТ 22737-77. Осциллографы электронно-лучевые. Номенклатура параметров и общие технические требования.
3. ГОСТ 23158-78. Осциллографы электронно-лучевые универсальные. Методы испытаний.
4. ГОСТ 8.311-78. Осциллографы электронно-лучевые универсальные. Методы и средства поверки.
5. Руководство по эксплуатации осциллографа LeCroy серии WaveSurfer.
6. Руководство по эксплуатации осциллографа LeCroy серии WaveRunner.
7. Руководство по эксплуатации осциллографа LeCroy серии WaveMaster 8 Zi.
8. Руководство по эксплуатации осциллографа Tektronix серии TDS5000B, 071-1420-01.
9. Руководство по эксплуатации осциллографа Tektronix серии TDS3000B,071-0382-01
10. Пивак А.В.//Компоненты и технологии – 2008 - №6 – с.204
11. Пивак А.В.//Компоненты и технологии – 2009 - №7 – с.196
12. [http://www.prist.com/info.php/articles/general\\_ch\\_modern\\_oscilloscopes.htm](http://www.prist.com/info.php/articles/general_ch_modern_oscilloscopes.htm)

Надійшла до редакції  
6.11.2009 р.

УДК 681.5.015 (045)

**Л.Н. ПОКИДЬКО**

Национальный авиационный университет

**АНАЛИЗ МЕТОДОВ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ОПТИМИЗАЦИИ  
ПРЕЦИЗИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ**

В статье рассматриваются принципы, лежащие в основе построения алгоритмов оптимальных решений лазерных прецизионных измерений, анализируются их достоинства и недостатки.

The article discusses the principles underlying the construction of algorithms for optimal solutions of laser precision measurements, analyzes their advantages and disadvantages.

Ключові слова: оптимізація, управління траєкторією руху, лазерний промінь, функція Понтрягіна, алгоритм застосування.

**Введение**

Методы оптимизации позволяют выбрать наилучший вариант из всех возможных вариантов измерений геометрии детали сложной формы с помощью лазерного луча. В последние годы этим методам уделялось большое внимание, и в результате был разработан целый ряд высокоэффективных алгоритмов, позволяющих найти оптимальный вариант [1]. В данной статье рассматриваются принципы, лежащие в основе построения алгоритмов оптимальных решений лазерных прецизионных измерений, анализируются их достоинства и недостатки.

**Общая постановка проблемы**

Основные проблемы оптимизации прецизионных измерений.

Первая проблема связана с выбором принципа оптимальности, который строго определяет свойства оптимального решения и отвечает на вопрос, в каком смысле оптимальное решение превосходит все остальные допустимые решения. В отличие от задач однокритериальной оптимизации, у которых только один принцип оптимальности  $f(x_0) \geq f(x)$ , в данном случае имеется большое количество различных принципов, и каждый принцип может приводить к выбору различных оптимальных решений. Это объясняется тем, что приходится сравнивать векторы эффективности на основе некоторой схемы компромисса. В математическом отношении эта проблема эквивалентна задаче упорядочения векторных множеств, а выбор принципа оптимальности – выбору отношения порядка.

Вторая проблема связана с нормализацией векторного критерия эффективности. Она вызвана тем, что очень часто локальные критерии, являющиеся компонентами вектора эффективности, имеют различные масштабы измерения, что и затрудняет их сравнение. Поэтому приходится приводить критерии к единому масштабу измерения, т. е. нормализовать их.

Третья проблема связана с учетом приоритета (или различной степени важности) локальных критериев. Хотя при выборе решения и следует добиваться наивысшего качества по всем критериям, однако степень совершенства по каждому из них, как правило, имеет различную значимость. Поэтому обычно для учета приоритета вводится вектор распределения важности критериев  $L = (l_1, l_2, \dots, l_n)$ , с помощью которого корректируется принцип оптимальности или проводится дифференциация масштабов измерения критериев. [1].

В ряде практических задач накладываются некоторые существенные ограничения в виде неравенств. Решение таких задач дает принцип максимума – математический метод, разработанный Понтрягиным и его учениками. [2].

Поведение математической модели измерений можно описать обыкновенным дифференциальным уравнением, в векторной форме, которое имеет вид:

$$\dot{\mathcal{X}}(t) = f(x, u, t) \tag{1}$$

или в скалярной форме

$$\dot{\mathcal{X}}(t) = f_k(x_1 \dots x_n, u_1 \dots u_m, t), \tag{2}$$

где  $x = [x_1 \dots x_n]^T$  вектор состояния,

$u = [u_1 \dots u_m]^T$  – вектор управления,

$t$  – время,

$t \in T; [t_0, t_k]$  – интервал времени функционирования системы,

$x \in R^n$  –  $n$ -мерное евклидово пространство, элементами служат векторы,

$u \in U_{\text{дон}} \subset R^m, U_{\text{дон}}$  – множество допустимых значений управления,

$f(x, u, t)$  - непрерывная вместе со своими частными производными векторная функция.

Момент начала процесса  $t_0$  задан, а момент окончания процесса  $t_k$  определяется первым моментом достижения точкой  $(x, t)$  некой заданной гиперповерхности  $\Gamma \in R^{n+1}$ , т.е. в момент  $t_k$  имеем  $\Gamma \in R^{n+1}$ .

Начальное условие  $x(t_0) = x_0$  задает начальное состояние процесса в пространстве  $R^n$ .

Предполагается, что при управлении траекторией лазерного луча используется информация только о текущем времени, т.е. система управления является разомкнутой и имеет программное управление.

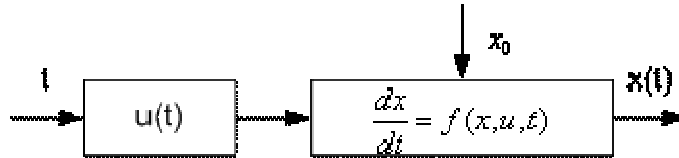


Рис. 1. Структурная схема процесса управления траекторией движения лазерного луча

Множество допустимых управлений  $U_{don}$  образует кусочно-непрерывные функции  $u(t)$  со значениями в области  $U_{don}$ .

**Постановка задачи оптимизации управления траекторией лазерного луча.**

Функционал качества управления в общем случае имеет вид (задача Больцмана [3]):

$$J_0 = j_0(x, t_k) + \int_{t_0}^{t_k} F_0(x, u, t) dt, \tag{3}$$

где  $j_0(x, t_k)$  и  $F_0(x, u, t)$  - заданные непрерывно-дифференцируемые функции движения лазерного луча по поверхности детали.

Требуется найти такую тройку  $a^* = (x^*, u^*, t^*)$ , что

$$J_0(a^*) = \min J_0(d), \tag{4}$$

где  $x^*$  - оптимальная траектория движения лазерного луча по поверхности детали;

$u^*$  - оптимальное управление траекторией движения;

$t^{*k}$  - оптимальный момент окончания процесса измерения.

Иначе в эквивалентной форме (4) можно записать:

$$J_0(t_0, x_0, u^*(t)) = \min J_0(t_0, x_0, u(t)), u \in U_{don}, \tag{5}$$

где  $t_0, x_0$  - начальные значения времени  $t$  и фазных координат вектора состояний  $x$ .

**Решение задачи**

Рассматриваемые ранее типовые задачи оптимизации управлением траекторией движения (максимальное быстродействие, терминальный критерий) можно сказать, что практически все они сводятся к одной обобщенной задаче [3]. Для этого функционал качества  $J_0$  рассматривается не только в конечный момент времени, но и в текущий. При этом функционал  $x_0$  принимается за дополнительную  $x_{n+1}(t)$  фазовую координату. Тогда задача сводится к обеспечению минимума величины  $x_{n+1}(t)_k$ .

Для отыскания экстремума функции при наличии ограничений в виде равенств используется метод множителей Лагранжа [4]. В соответствии с этим методом задача оптимизации управления траекторией движения сводится к описанию экстремума функции следующего вида:

$$p = x_{n+1}(t_k) + \sum_{j=1}^r I_j q_j(x_1(t_k) \dots x_n(t_k)), \tag{6}$$

где  $I_j$  - неопределенные множители Лагранжа.

Таким образом, для решения задачи оптимизации управления траекторией движения лазерного луча по поверхности детали необходимо найти  $u \in U_{don} \subset R^m$ , при котором



функционал  $p$  будет минимален.

Решение задачи отыскания оптимального управления и минимизации функционала  $p$  было получено Понтрягиным и его учениками, благодаря открытому ими принципу максимума, связавшему оптимизируемый (минимизируемый) функционал состояния  $p$  с динамикой процесса [4]. Эта связь была установлена через функцию Гамильтона или функцию Понтрягина, которая имеет вид:

$$H(x, u, y, t) = \sum_{i=1}^n y_i f_i + y_{n+1} f_{n+1} = \sum_{i=1}^{n+1} y_i f_i. \quad (7)$$

Вспомогательные функции  $y_i$  для рассматриваемого случая удовлетворяют уравнению:

$$\dot{y}_i = - \sum_{j=1}^{n+1} y_j \frac{df_i}{dx_j}; i = \overline{1, n+1}. \quad (8)$$

Для заданных конечные условия, определяемые выражением:

$$y_i(t_k) = - \frac{dp}{dx_i} = - \sum_{j=1}^g I_j \frac{dq_j}{dx_i}; i = \overline{1, n+1}; y_{n+1}(t_k) = -1. \quad (9)$$

Принцип максимума состоит в том, что для оптимального управления  $u(t)$  и соответствующих координат  $x_i(t)$ , для которых функционал  $p$  имеет минимальное значение, функция Гамильтона  $H$  имеет максимум по отношению к управлению на всем интервале  $[t_0, t_k]$ .

Принцип максимума был обоснован математически как необходимое условие оптимальности для нелинейных объектов и как необходимое и достаточное условие оптимальности для линейных объектов.

Таким образом, определение оптимального управления траекторией движения лазерного луча  $u(t)$  состоит в нахождении максимума функции  $H$  относительно  $u(t)$  для любого момента  $t_0 \leq t \leq t_k$ .

Используя выражение (7) для функции  $H$  можно переписать уравнение объекта управления траекторией движения лазерного луча (1) для координат  $x_i(t)$  и уравнения (8) для вспомогательных функций  $y_i$  в канонической форме. Для этого продифференцируем выражение (7) по  $y_i$ :

$$\frac{dH}{dy_i} = f_i(x, u, t) = \dot{x}_i(t); i = \overline{1, n+1}. \quad (10)$$

Дифференцируя (7) по  $x_i$ , получим:

$$\frac{dH}{dx_i} = \sum_{j=1}^{n+1} y_j \frac{df_j}{dx_i} = -\dot{y}_i; i = \overline{1, n+1}. \quad (11)$$

Таким образом, выражения (10) и (11) позволяют привести уравнение (1) и (7) к следующей канонической форме уравнений Гамильтона:

$$\dot{x}_i = \frac{dH}{dy_i}; i = \overline{1, n+1}, \quad (12)$$

$$\dot{y}_i = - \frac{dH}{dx_i}; i = \overline{1, n+1}. \quad (13)$$

Алгоритм определения оптимального управления траекторией движения лазерного луча заключается в следующем:

- - нахождение из условия максимума функции  $H$  вектора управления  $U(y)$ ;
- - подстановка  $U(y)$  в уравнения (1) и

$$\dot{x}_{n+1} = F_0(x_1 \dots x_n, u_1 \dots u_m, t); \quad (14)$$

- - решение уравнений (1) и (14) относительно  $x(t)$  и  $y_i$ .

Таким образом, при отыскании оптимального управления необходимо решать систему дифференциальных уравнений (1) при начальных условиях и (14) при конечных условиях (так называемая двухточечная задача). Аналитические решения возможны только для систем малых размерностей, однако современные численные методы позволяют решать более сложные задачи.

#### Алгоритм применения принципа максимума

Этапы:

1. Для модели процесса измерения  $\mathbf{x} = f(x, u, t)$  и функционала Больца (3), составит Гамильтониан

$$H(x, u, y, t) = \sum_{j=1}^n y_j f_j + y_{n+1} f_{n+1}.$$

2. Найти структуру оптимального управления из условия максимума Гамильтона по управлению

$$u^*(t) = u^*(x, y, t).$$

3. Составить систему канонических уравнений с заданными в задаче условиями

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_i(t) = \frac{\partial H(x^*, u^*, y, t)}{\partial t} = f_i(x^*, u^*, y, t), x_i(t_0) = x_0 \\ y_i(t) = -\frac{\partial H(x^*, u^*, y, t)}{\partial x_i}, y_i(t_k) = y_{ki} \end{array} \right., \quad i = \overline{1, n}.$$

4. Получить недостающие условия для уравнений составленной системы из условий трансверсальности

$$dy_0(t_k) - H(t_k)dt_k + \sum_{i=1}^n y_i(t_k)dx_i(t_k) = 0.$$

5. Решить двухточечную краевую задачу для системы канонических уравнений. В результате определяется тройка:  $(x^*, u^*, t^*)$ , на которой достигается экстремум функционала качества.

Одни алгоритмы оптимизации приспособлены для поиска максимума, другие – для поиска минимума. Однако независимо от типа решаемой задачи на экстремум можно пользоваться одним и тем же алгоритмом, так как задачу минимизации можно легко превратить в задачу на поиск максимума, поменяв знак целевой функции на обратный.

Для многомерных задач определение оптимального управления представляет собой значительную трудность, а иногда невозможную.

В этом случае для решения двухточечной краевой задачи применяют численные методы, которые несколько снижают точность решения.

### Выводы

1.1. Задачу оптимального управления траекторией движения лазерного луча можно рассматривать как наиболее общую оптимизационную задачу, из которой вытекают различные частные задачи. При постановке задачи оптимального управления траекторией движения лазерного луча берется полная совокупность данных.

2. Отличительной особенностью этой задачи является включение в совокупность условий вектора управления  $\dot{u}$  (управляющих воздействий), обеспечивающего экстремизацию функции качества. Таким образом, совокупность условий в общем случае состоит из совокупностей воздействий: постоянных, случайных (помех) и управляющих. Вектор управления  $\dot{u}$ , как и вектор параметров  $\dot{x}$ , являются варьируемыми переменными.

3. Теория оптимального управления, в основном, создавалась при решении задач автоматического управления. Но это не значит, что любая система автоматического управления работает по законам оптимального управления. Системы автоматического управления могут быть оптимальными в определенном смысле (в соответствии с выбранным показателем качества), а могут быть неоптимальными.

### Литература

1. Методы определения коэффициентов важности критериев / А. М. Анохин, В. А. Глотов, В.В. Павельев, А.М. Черкашин // "Автоматика и телемеханика", № 8, 1997, с.3-35.
2. Таха Хэмди А. Введение в исследование операций. – М.: Мир, 2001, с. 354-370.
3. Штойер Р. Многокритериальная оптимизация: теория, вычисления, приложения. – М.: Наука, 1982, с. 14-29, 146-258.
4. Уланов Г. М. Методы разработки интегрированных АСУ промышленными предприятиями. – М.: Энергоатомиздат – 1983. с.45-89.

Надійшла до редакції  
12.10.2009 р.

**APPLICATION OF THE NINE KNOWN ORTHONORMAL BASES OF BINARY FUNCTIONS FOR THEIR FIRST ORDERED 33 THROUGH 63 ELEMENTS IN CDMA RADIOSYSTEMS**

Amongst the known bases  $\left\{\left\{\text{rom}_u(w, \theta)\right\}_{w=0}^{M-1}\right\}_{u=1}^8$  and  $\left\{\left\{\text{wal}(w, \theta)\right\}_{w=0}^{M-1}\right\}_{M=33}^{63}$  there have been determined the optimal binary functions orthonormal bases, when their first  $M$  elements are applied in the  $M$ -channel CDMA radiosystem. The criterion of such determination had been laid as the theoretic probability of a bit error detection with incoming autocorrelational and crosscorrelational functions of those bases.

З поміж відомих базисів  $\left\{\left\{\text{rom}_u(w, \theta)\right\}_{w=0}^{M-1}\right\}_{u=1}^8$  та  $\left\{\left\{\text{wal}(w, \theta)\right\}_{w=0}^{M-1}\right\}_{M=33}^{63}$  визначено оптимальні ортонормовані базиси бінарних функцій, коли їх перші  $M$  елементів застосовуються в  $M$ -каналній CDMA-радіосистемі. У критерій такого визначення було покладено теоретичну імовірність помилки бітового виявлення з вхідними автокореляційними та взаємкореляційними функціями тих базисів.

Key words: Walsh functions, orthonormal bases, CDMA radiosystem, bit error detection, application efficiency.

The problem narration

Application of the 64 binary Walsh functions  $\left\{\text{wal}(w, \theta)\right\}_{w=0}^{63}$ , ordered by Walsh [1], in the CDMA radiosystem with the 64 separated channels has its features, that are totally learned [2]. Applying the 64 binary functions  $\left\{\left\{\text{rom}_u(w, \theta)\right\}_{w=0}^{63}\right\}_{u=1}^8$ , ordered by Walsh [2, 3], in such data transfer system was offered recently, but now it has evolved to the results, that are not worse, than those results for  $\left\{\text{wal}(w, \theta)\right\}_{w=0}^{63}$  applying [2]. One of the main important features of  $N$ -bit binary functions

$$\left\{\text{wal}(w, \theta)\right\}_{w=0}^{M-1}, M \leq N - 2^L, L \in \mathbb{N}, \tag{1}$$

application, as well as [2, 3]

$$\left\{\left\{\text{rom}_u(w, \theta)\right\}_{w=0}^{M-1}\right\}_{u=1}^8, M \leq N - 2^L, L \in \mathbb{N} \setminus \{1, 2\}, \tag{2}$$

is the numerical characteristics of autocorrelational functions (ACF) of (1) and (2)

$$a_{\text{wal}}(n) = \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} \left( \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N \text{wal}\left(r, \frac{l-1}{N}\right) \text{wal}\left(r, \frac{l-1+n}{N}\right) \right), n = \overline{-N+1, N-1}, \tag{3}$$

$$a_{\text{rom}_u}(n) = \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} \left( \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N \text{rom}_u\left(r, \frac{l-1}{N}\right) \text{rom}_u\left(r, \frac{l-1+n}{N}\right) \right), n = \overline{-N+1, N-1}, \tag{4}$$

and, especially, crosscorrelational functions (CCF) of (1) and (2)

$$b_{\text{wal}}(n) = \frac{2}{M(M-1)} \sum_{r=0}^{M-2} \sum_{q=r+1}^{M-1} \left( \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N \text{wal}\left(r, \frac{l-1}{N}\right) \text{wal}\left(q, \frac{l-1+n}{N}\right) \right), n = \overline{-N+1, N-1}, \tag{5}$$

$$b_{\text{rom}_u}(n) = \frac{2}{M(M-1)} \sum_{r=0}^{M-2} \sum_{q=r+1}^{M-1} \left( \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N \text{rom}_u\left(r, \frac{l-1}{N}\right) \text{rom}_u\left(q, \frac{l-1+n}{N}\right) \right), n = \overline{-N+1, N-1}, \tag{6}$$

that are the excess coefficient of CCF [4, 5]

$$\gamma_b^{(\text{wal})} = \frac{\sum_{n=-N+1}^{N-1} \left( b_{\text{wal}}(n) - \sum_{m=-N+1}^{N-1} b_{\text{wal}}(m) f[b_{\text{wal}}(m)] \right)^4 f[b_{\text{wal}}(n)]}{\left( \sum_{n=-N+1}^{N-1} \left( b_{\text{wal}}(n) - \sum_{m=-N+1}^{N-1} b_{\text{wal}}(m) f[b_{\text{wal}}(m)] \right)^2 f[b_{\text{wal}}(n)] \right)^2} - 3, \tag{7}$$

$$\gamma_b^{(\text{rom}_u)} = \frac{\sum_{n=-N+1}^{N-1} \left( b_{\text{rom}_u}(n) - \sum_{m=-N+1}^{N-1} b_{\text{rom}_u}(m) f[b_{\text{rom}_u}(m)] \right)^4 f[b_{\text{rom}_u}(n)]}{\left( \sum_{n=-N+1}^{N-1} \left( b_{\text{rom}_u}(n) - \sum_{m=-N+1}^{N-1} b_{\text{rom}_u}(m) f[b_{\text{rom}_u}(m)] \right)^2 f[b_{\text{rom}_u}(n)] \right)^2} - 3, \quad (8)$$

and also the special root-mean-square deviation, calculated as [4, 5]

$$\sigma_b^{(\text{wal})} = \sqrt{\sum_{n=-N+1}^{N-1} \left( b_{\text{wal}}(n) - \sum_{m=-N+1}^{N-1} b_{\text{wal}}(m) f[b_{\text{wal}}(m)] \right)^2 f[b_{\text{wal}}(n)]}, \quad (9)$$

$$\sigma_b^{(\text{rom}_u)} = \sqrt{\sum_{n=-N+1}^{N-1} \left( b_{\text{rom}_u}(n) - \sum_{m=-N+1}^{N-1} b_{\text{rom}_u}(m) f[b_{\text{rom}_u}(m)] \right)^2 f[b_{\text{rom}_u}(n)]}, \quad (10)$$

and asymmetry coefficient [4, 5]

$$\alpha_b^{(\text{wal})} = \frac{\sum_{n=-N+1}^{N-1} \left( b_{\text{wal}}(n) - \sum_{m=-N+1}^{N-1} b_{\text{wal}}(m) f[b_{\text{wal}}(m)] \right)^3 f[b_{\text{wal}}(n)]}{\sqrt{\left( \sum_{n=-N+1}^{N-1} \left( b_{\text{wal}}(n) - \sum_{m=-N+1}^{N-1} b_{\text{wal}}(m) f[b_{\text{wal}}(m)] \right)^2 f[b_{\text{wal}}(n)] \right)^3}}, \quad (11)$$

$$\alpha_b^{(\text{rom}_u)} = \frac{\sum_{n=-N+1}^{N-1} \left( b_{\text{rom}_u}(n) - \sum_{m=-N+1}^{N-1} b_{\text{rom}_u}(m) f[b_{\text{rom}_u}(m)] \right)^3 f[b_{\text{rom}_u}(n)]}{\sqrt{\left( \sum_{n=-N+1}^{N-1} \left( b_{\text{rom}_u}(n) - \sum_{m=-N+1}^{N-1} b_{\text{rom}_u}(m) f[b_{\text{rom}_u}(m)] \right)^2 f[b_{\text{rom}_u}(n)] \right)^3}}, \quad (12)$$

where the distribution function of the samples (5) and (6) is [4, 5]

$$f[b_{\text{wal}}(n)] = \frac{1}{\sqrt{2\pi D(\mathbb{H})}} \exp\left(-\frac{n^2}{2D(\mathbb{H})}\right), \quad n = \overline{-N+1, N-1}, \quad (13)$$

$$f[b_{\text{rom}_u}(n)] = \frac{1}{\sqrt{2\pi D(\mathbb{H})}} \exp\left(-\frac{n^2}{2D(\mathbb{H})}\right), \quad n = \overline{-N+1, N-1}, \quad (14)$$

and  $D(\mathbb{H}) \in [D_{\min}; D_{\max}]$  is the variance of the samples (5) and (6). By means of (7) — (12) the theoretic probability of a bit error detection must be computed and analyzed for the  $M$ -channel CDMA radiosystem:

$$p_e(Q, D(\mathbb{H}), M, \nu) = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\sqrt{Q}} e^{-z^2/2} dz + \left[ \frac{\alpha_b^{(\nu)}}{6} \sigma_b^{(\nu)} (Q^{1.5} - \sqrt{Q}) + \frac{\gamma_b^{(\nu)}}{24} (\sigma_b^{(\nu)})^2 (Q^{2.5} - 3Q^{1.5}) + \frac{\alpha_b^{(\nu)}}{72} (\sigma_b^{(\nu)})^2 (Q^{3.5} - 10Q^{2.5} + 15Q^{1.5}) \right] \frac{e^{-Q/2}}{\sqrt{2\pi}}, \quad (15)$$

where  $\nu = \overline{1, 8}$  implies to substitute (8), (10), (12) in (15), and  $\nu = 9$  implies to substitute (7), (9), (11) in (15);  $Q$  is the power SNR.

The work fulfilling

Lay

$$D(\mathbb{H}) = \{0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1, 2, 4, 6, 8, 10\} \cup \{20, 40, 60, 80, 100, 200, 400, 600, 800, 1000\} \subset [0.1; 1000], \quad (16)$$

$$Q \in \{0.25, 0.5, 0.75, 1, 1.25, \mathbf{K}, 15.25, 15.5, 15.75, 16\} \subset [0.25; 16], \quad (17)$$

then automatically (5), (6), (13), (14), (7) — (12) for  $N = 64$  are calculated. So for exploring the eight hypersurfaces  $\{p_e(Q, D(\mathbb{H}), M, u)\}_{u=1}^8$  on the unstudied  $M = \overline{33, 63}$  with (2) need to have [4, 5]

$$c_D = |\{0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1, 2, 4, 6, 8, 10\}| + |\{20, 40, 60, 80, 100, 200, 400, 600, 800, 1000\}| = 25 \quad (18)$$

by

$$c_Q = \{0.25, 0.5, 0.75, 1, 1.25, \mathbf{K}, 15.25, 15.5, 15.75, 16\} = 64 \quad (19)$$

points for  $u = \overline{1, 8}$  and each  $M = \overline{33, 63}$ . Consequentially, there are  $8 \cdot (63 - 33 + 1) = 248$  surfaces to be plotted and explored. To these 248 surfaces there are 31 surfaces  $\{p_e(Q, D(\mathbb{N}), M, 9)\}_{M=33}^{63}$  plotted in [6]. For sorting these surfaces in order of (15) decreasing for each fixed  $M = \overline{33, 63}$  may use the distance between the points of surface  $p_e = p_e(Q, D(\mathbb{N}), M, v)$  and the points of surface  $p_e = 0$ ,  $v = \overline{1, 9}$ . The less this distance the preferable the corresponding orthogonal binary functions system to be used. If denoting the  $j$ -th element of the discrete set (16) as  $D_j$ ,  $j = \overline{1, 25}$ , and  $k$ -th element of the discrete set (17) as  $Q_k$ ,  $k = \overline{1, 64}$ , then this distance  $\forall M = \overline{33, 63}$  may be defined as [4, 5]

$$d_\beta(v, M) = \sum_{j=1}^{25} \sum_{k=1}^{64} (p_e(Q_k, D_j, M, v))^\beta, \quad (20)$$

where  $\beta[1; 2]$  is a power for raising each value  $p_e(Q_k, D_j, M, v)$ ,  $k = \overline{1, 64}$ ,  $j = \overline{1, 25}$ .

Hence, taking here  $\beta \in [1; 2]$  with spacing 0.05 [4, 5] and minimizing

$$\min_{v=\overline{1,9}} d_\beta(v, M) = \min_{v=\overline{1,9}} \left( \sum_{j=1}^{25} \sum_{k=1}^{64} (p_e(Q_k, D_j, M, v))^\beta \right), \quad (21)$$

there is a  $31 \times 21$ -matrix of the minimized by  $v = \overline{1, 9}$  distances (20), where its  $(M - 32)$ -th row corresponds to the  $M$ -channel CDMA radiosystem,  $M = \overline{33, 63}$ , and this row elements are the distances (20) for  $\beta \in [1; 2]$  with spacing 0.05. On applying the decision-making theory techniques, have the arguments, by which the distances (20) are approximately minimized for each  $M = \overline{33, 63}$ :

$$\arg \min_{v=\overline{1,9}} d_\beta(v, M) \simeq \{1\}, M \in \{33, 42, 47, 48\}; \quad (22)$$

$$\arg \min_{v=\overline{1,9}} d_\beta(v, M) \simeq \{1, 6, 8\}, M \in \{43, 44, 45, 51, 52, 53\}; \quad (23)$$

$$\arg \min_{v=\overline{1,9}} d_\beta(v, 46) \simeq \{1, 8\}; \quad (24)$$

$$\arg \min_{v=\overline{1,9}} d_\beta(v, M) \simeq \{1, 6\}, M \in \{49, 50\}; \quad (25)$$

$$\arg \min_{v=\overline{1,9}} d_\beta(v, M) \simeq \{6, 8\}, M = \overline{54, 63}; \quad (26)$$

But furthermore, the values of the discrete set (17) have different significances, henceforward there may be introduced a normal distribution function of the SNR [4, 5], where each element  $Q_k$ , of the discrete set (17) has its weight  $y_k$ ,  $k = \overline{1, 64}$ :

$$y_k = y(Q_k) = \frac{1}{\sigma_{\text{SNR}} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(Q_k - Q_a)^2}{2\sigma_{\text{SNR}}^2}\right) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(Q_k - 1)^2}{8}\right). \quad (27)$$

Mind, that previously [4, 5] it was conjectured that the SNR normal distribution function has the math expectance  $Q_a = 1$  and the variance  $\sigma_{\text{SNR}}^2 = 4$ . Then the distance between the surface  $p_e = p_e(Q, D(\mathbb{N}), M, v)$  for all  $M = \overline{33, 63}$ ,  $v = \overline{1, 9}$ , and surface  $p_e = 0$  with the weights (27)  $y_k = y(Q_k)$ , should be defined as [4, 5]

$$d_\beta^{(y)}(v, M) = \sum_{j=1}^{25} \sum_{k=1}^{64} (p_e(Q_k, D_j, M, v))^\beta y_k = \sum_{j=1}^{25} \sum_{k=1}^{64} (p_e(Q_k, D_j, M, v))^\beta \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(Q_k - 1)^2}{8}\right). \quad (28)$$

Hence, taking here  $\beta \in [1; 2]$  with spacing 0.05 [4, 5] and finding  $\min_{v=\overline{1,9}} d_\beta^{(y)}(v, M)$ , further have the arguments, by which the distances (28) are approximately minimized for each  $M = \overline{33, 63}$ :

$$\arg \min_{v=\overline{1,9}} d_\beta^{(y)}(v, M) = \{9\}, M = \overline{33, 63}. \quad (29)$$

However, on the same distances

$$\arg \max_{v=\overline{1,9}} d_\beta^{(y)}(v, M) \simeq \{2, 9\}, M = \overline{33, 63}; \quad (30)$$

$$\arg \max_{v=1,9} d_1^{i(1)}(v, M) \cong \{2, 4\}, M \in \{\overline{33, 37} \cup \overline{52, 63}\}; \quad (31)$$

$$\arg \max_{v=1,9} d_1^{i(2)}(v, M) \cong \{2, 6, 7\}, M = \overline{38, 41}; \quad (32)$$

$$\arg \max_{v=1,9} d_1^{i(3)}(v, M) \cong \{2, 7\}, M = \overline{42, 50}; \quad (33)$$

$$\arg \max_{v=1,9} d_1^{i(4)}(v, 51) \cong \{2, 4, 7\}; \quad (34)$$

so, for compromise, applying the decision-making theory techniques to the sets of the minimizing arguments (22) — (26) and (29) by the unacceptable (30) — (34), may conclude, that

$$\arg \min_{v=1,9} p_e(Q, D(\bar{n}), M, v) \text{ -- } \{1, 9\}, M \in \{\overline{33, 42, 47, 48}\}; \quad (35)$$

$$\arg \min_{v=1,9} p_e(Q, D(\bar{n}), M, v) \text{ -- } \{1, 6, 8, 9\}, M \in \{43, 44, 45, 51, 52, 53\}; \quad (36)$$

$$\arg \min_{v=1,8} p_e(Q, D(\bar{n}), 46, v) \text{ -- } \{1, 8, 9\}; \quad (37)$$

$$\arg \min_{v=1,9} p_e(Q, D(\bar{n}), M, v) \text{ -- } \{1, 6, 9\}, M \in \{49, 50\}; \quad (38)$$

$$\arg \min_{v=1,9} p_e(Q, D(\bar{n}), M, v) \text{ -- } \{6, 8, 9\}, M = \overline{54, 63}. \quad (39)$$

Annexing the results from the papers [4] and [5], when the surfaces  $\{p_e(Q, D(\bar{n}), M, 9)\}_{M=17}^{31}$

and  $\left\{ \left\{ p_e(Q, D(\bar{n}), M, u) \right\}_{M=17}^{31} \right\}_{u=1}^8$  were plotted, may use analogously the distances (20), (28) and then find

$$\arg \min_{v=1,8} d_1(v, M) \cong \{1\}, M = \overline{17, 27}; \quad (40)$$

$$\arg \min_{v=1,9} d_1(v, 28) \cong \{1, 7, 8\}; \quad (41)$$

$$\arg \min_{v=1,9} d_1(v, M) \cong \{7, 8\}, M = \overline{29, 31}; \quad (42)$$

$$\arg \min_{v=1,9} d_2^{(v)}(v, M) = \{9\}, M = \overline{17, 31}; \quad (43)$$

$$\arg \max_{v=1,9} d_1(v, M) \cong \{3, 9\}, M = \overline{17, 18}; \quad (44)$$

$$\arg \max_{v=1,9} d_1(v, M) \cong \{2, 9\}, M = \overline{19, 31}; \quad (45)$$

$$\arg \max_{v=1,9} d_2^{i(1)}(v, M) \cong \{3\}, M = \overline{17, 19}; \quad (46)$$

$$\arg \max_{v=1,9} d_1^{i(1)}(v, M) \cong \{2, 3\}, M = \overline{20, 27}; \quad (47)$$

$$\arg \max_{v=1,8} d_2^{i(1)}(v, 28) \cong \{2\}; \quad (48)$$

$$\arg \max_{v=1,9} d_1^{i(1)}(v, M) \cong \{2, 4\}, M = \overline{29, 31}. \quad (49)$$

Compromising the results (40) — (49), may conclude, that

$$\arg \min_{v=1,9} p_e(Q, D(\bar{n}), M, v) \text{ -- } \{1, 9\}, M = \overline{17, 27}; \quad (50)$$

$$\arg \min_{v=1,9} p_e(Q, D(\bar{n}), 28, v) \text{ -- } \{1, 7, 8, 9\}; \quad (51)$$

$$\arg \min_{v=1,9} p_e(Q, D(\bar{n}), M, v) \text{ -- } \{7, 8\}, M = \overline{29, 31}. \quad (52)$$

Concluding the worked out problem

On the worked out papers [4 — 11] and the present one there may be determined the optimal binary functions orthonormal bases, when their first  $M$  elements are applied in the  $M$ -channel CDMA radiosystem. According to the considered distances (20), (28) and the convention about  $v=1,9$  correspondence, finally get from the works [4 — 11]

$$\arg \min_{v=1,9} p_e(Q, D(\bar{n}), 8, v) \text{ -- } \{1, 7\}, \quad (53)$$

$$\arg \min_{v=1,9} p_e(Q, D(\bar{n}), M, v) \text{ -- } \{1\}, M = \overline{9, 15}, \quad (54)$$

$$\arg \min_{v=1,9} p_e(Q, D(\bar{n}), 16, v) \text{ -- } \{1, 5\}, \quad (55)$$

$$\arg \min_{v=1,9} P_e(Q, D(\bar{n}), M, v) - \{7\}, M \in \{32, 64\}, \quad (56)$$

and (35) — (39), (50) — (52) from this paper. Thus, the optimal binary functions orthonormal systems from (1) and (2) have been disclosed for  $M = \overline{8, 64}$ .

#### References

1. Голубов Б. И., Ефимов А. В., Скворцов В. А. Ряды и преобразования Уолша: Теория и применение. — М.: Наука, 1987. — 344 с.
2. Романюк В. В. Обчислювальний метод побудови базисів ортогональних бінарних функцій для систем багатоканального зв'язку з кодовим розділенням каналів: Автореф. дис. ... канд. техн. наук: 01.05.02 / Тернопільський державний технічний університет імені Івана Пулюя. — Тернопіль, 2006. — 18 с.
3. Романюк В. В. Семейство восьми систем ортогональных бинарных функций с нулевыми постоянными составляющими в функциях ненулевого порядка // Информационно-вычислительные технологии и их приложения: сборник статей IV российско-украинского научно-технического и методического симпозиума. — Пенза: РИО ПГСХА, 2006. — С. 202 — 206.
4. Romanuke V. V. The bit error probability computation in an  $M$ -channel data transfer system with implemented first  $M$  orthogonal Walsh functions, where the integer  $M$  varies between 17 and 31 // Optoelectronic Information-Power Technologies. — 2008. — № 1 (15). — P. 19 — 27.
5. Romanuke V. V. Quality of implementing the eight known orthonormal bases of two-level functions into CDMA-system with number of channels from 17 through 31 // Информационно-вычислительные технологии и их приложения: сборник статей VIII Международной научно-технической конференции. Ч. II. — Пенза: РИО ПГСХА, 2008. — С. 84 — 91.
6. Romanuke V. V. Possible efficiency of applying the set of Walsh functions systems  $\left\{ \left\{ \text{wal}(w, \theta) \right\}_{w=0}^{M-1} \right\}_{M=33}^{63}$  for code division multiple access in a multichannel data transfer radiosystem // Measuring and Computing Devices in Technological Processes. — 2009. — № 1. — P. 178 — 183.
7. Романюк В. В. Теоретичне оцінювання імовірності помилки виявлення у системі восьмиканальної передачі даних з кодовим розділенням каналів при використанні одного з дев'яти відомих ортогональних базисів бінарних функцій // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. — 2006. — № 2 (12). — С. 271 — 277.
8. Romanuke V. V. Theoretic probability of the single bit detection error in the 16-channel data transmission system by applying the first 16 functions from each of the nine known orthonormal binary functions bases // Информационно-вычислительные технологии и их приложения: сборник статей V Международной научно-технической конференции. — Пенза: РИО ПГСХА, 2006. — С. 250 — 255.
9. Romanuke V. V. The point evaluation of the bit error probability by applying the first 32 functions from the Walsh basis and each of the eight known orthonormal binary functions bases in the 32-channel data transmission system with CDMA technology // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. — 2007. — № 3. — Т. 2. — С. 244 — 247.
10. Romanuke V. V. Examination of the bit error probability in an  $M$ -channel data transfer CDMA system with applying the first  $M$  functions of the Walsh orthonormal basis of binary functions for  $M$  equaling 9 through 15 // Measuring and Computing Devices in Technological Processes. — 2006. — № 2. — P. 185 — 189.
11. Romanuke V. V. CDMA system error probability with  $M$  channels while using first  $M$  elements of the eight known orthonormal binary functions bases for  $M$  equaling 9 through 15 // Optoelectronic Information-Power Technologies. — 2007. — № 1 (13). — P. 214 — 224.

Надійшла до редакції  
5.10.2009 р.

**ОЧИЩЕННЯ СТИЧНИХ ВОД ГАЛЬВАНІЧНОГО ВИРОБНИЦТВА  
(ДРУКОВАНИХ ПЛАТ) ВІД ОРГАНІЧНИХ ДОМІШОК**

В статті розглянуті основні питання гальванічного виробництва (ГВ) та друкованих плат (ДП) в частині стічних вод. Проводилось вивчення процесів, які відбуваються під час знешкодження мідьвмісних стічних вод та розчинів Дани що наведені в статті свідчать про взаємодію між компонентами ВТР (відпрацьованих травильних розчинів) травлення (міді) та проявлення, що призводять до зменшення ХСК (хімічного споживання кисню) та концентрації іонів міді.

**Paper represents galvanic manufacturing and printed circuit boards in relation to waste waters. It studies processes running on copper waste neutralizing. Data given in the paper testifies interaction between components of used copper etch and developing solutions what causes reducing chemical using oxygen and copper ions concentration.**

Ключові слова: друкована плата, стічні води.

**Вступ.** Стічні води гальванічного виробництва (ГВ) та друкованих плат (ДП) відносяться до категорії кислих або лужних металовмісних стоків. Тому їх обробка включає методи для нейтралізації кислот і лугів, вилучення металів але не включає спеціальну обробку з метою знешкодження органічних домішок. В результаті чого погіршується ступінь вилучення металів, які мають здатність до утворення металоорганокмплесів. Слід також відзначити, що деякі органічні домішки, що присутні в стічних водах ГВ та ДП мають підвищену токсичність [1].

Для отримання блискучих осадів на катоді, до електроліту мідніння, нікелювання та хромування додають тіокарбомід, сульфірол, нафталін, поліакриламід, продукти конденсації моносахаридів або полісахаридів, похідні амінів тощо. В процесі експлуатації електролітів (технологічних розчинів) відбувається накопичення продуктів розкладу органічних речовин, потрапляння залишків поліровочних паст. В особливу категорію слід віднести розчини проявлення фоторезисту (РПФ) в ДП, які піддаються лише нейтралізації. Тому дослідження способів очищення стічних вод ГВ та ДП від органічних домішок є актуальною задачею.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Аналіз патентної та технічної літератури показав, що вирішенням проблеми відпрацьованих травильних розчинів є перехід на виробничий процес на базі замкнутого циклу "травлення – регенерація" у єдиній технологічній операції. Разом з тим стічні води підприємств належним чином не досліджені, не розроблені надійні конструкції та технології, котрі могли б забезпечити спеціальну обробку з метою знешкодження органічних домішок. та забезпечити автоматизовану технологію повторного використання стічних вод конкретного виробництва [2].

**Постановка завдання.** Відомі хімічні методи очищення, які включають оброблення окисником (концентрованою кислотою в присутності каталізатора, озоном, реагентами що включають активний хлор), що за звичайних умов призводить до утворення неповних продуктів окислення, та збільшення значень ХСК (хімічного споживання кисню) в порівнянні з допустимими нормами скиду у каналізацію. З метою підвищення ступеня очистки процес здійснюють при підвищеній температурі (120-200°C) в присутності каталізаторів, наприклад флюорованих оксидів алюмінію [3]. Достатньо ефективним, та разом з тим нескладним в апаратному оформленні є метод прямого електрохімічного окислення органічних речовин [4]. Для стічних вод ГВ та ДП представляється важливим враховувати те, що органічні речовини утворюють комплексні сполуки з виділеним металом і переводять його гідратовані іони в комплексні. В результаті комплексоутворення невизначена частина іонів металів буде присутня у формі складного іону  $MeAx^{z-n}$ . Підбираючи відповідні комплексоутворювачі та їх концентрації можливо змінити рівноважний потенціал іонів що присутні в розчині, і таким чином забезпечити їх (органічні речовини та іони металу) повне сумісне осадження або розділення. Наприклад, для насичених карбонових сполук та їх похідних утворення металоорганічних сполук відбувається за певною схемою: (рис. 1)

Слід відзначити вплив на електрохімічний процес відновлення органічних речовин, природу та концентрації аніонів в розчині.

Тому на основі викладеного метою досліджень було вивчення процесів очищення стічних вод ГВ та ДП від органічних домішок шляхом електролізу, що включає катодне вилучення металів.



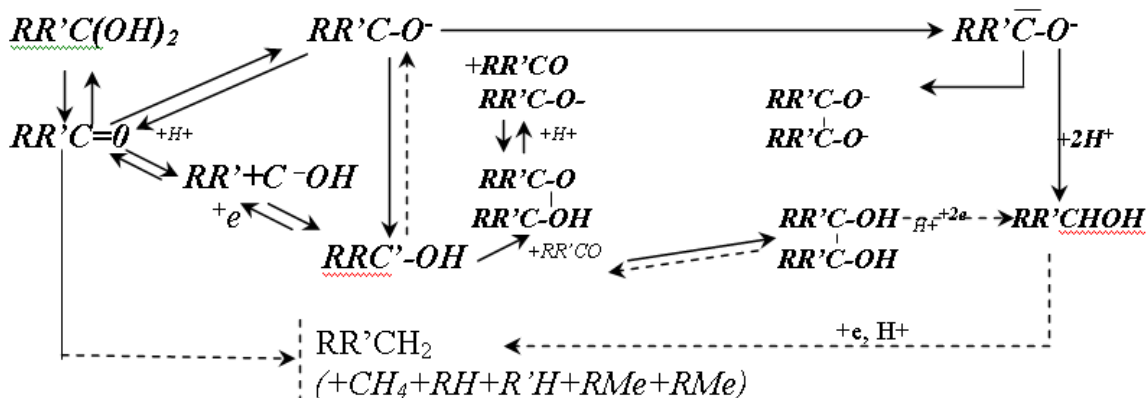


Рис. 1. Схема утворення металоорганічних сполук для насичених карбонових сполук та їх похідних

**Виклад досліджень.** Для вивчення процесів, які відбуваються під час знешкодження використовували хлоридні та персульфатні мідьвмісні стічні води та розчин проявлення фоторезисту. В лабораторних умовах обробляли стічні води після їх змішування на моделі бездіафрагменного та діафрагменного електролізерах з нерозчинним графітовим анодом. Вихідні параметри рН, окисно-відновного потенціалу Ен, ХСК, концентрацію іонів міді визначали за відомими стандартними методиками. По даним результатів досліджень розраховували технологічні показники: ступінь перетворення, витрату електричного струму, та встановили їх зв'язок з вихідними параметрами.

В даних дослідженнях проведений аналіз складових частин технологічних розчинів ГВ, ДП від різних операцій яка наведена в таблиці 1.

Таблиця 1

**Органічні сполуки, які входять до складу концентрованих ГВ та ДП**

№ з/п	Органічні речовини	Похідні органічних речовин			
		Назва	Токсичність	Розчинність	Область використання
1	2	3	4	5	6
1	Спирти	- 1-4 бутиндиол	+	+	нікелювання
		- гліцерин	-	+	цинкування
		- метанол	+	+	хроматування
		- бетацианетоксин пропан	+	+	нікелювання
		- етиленгліколь	-	+	кадмування
		- моноетаноламін	-	+	мідніння
		- триетаноламін	-	+	підготовка до покриття
2	Карбонові кислоти	- лимонна	-	+	мідніння
		-сульфосаліцилова	-	+	нікелювання
		- фталимид	-	+	нікелювання
		- мурашинокислий	-	+	хроматування
		- салицилова	-	+	мідніння
		- уксусна	-	+	заклучна обробка
3	Складні ефіри	- аммоній ацетат	+	+	нікелювання
		- барій ацетат	-	+	хроматування
		- натрій ацетат	+	+	лудіння
4	Пероксидні з'єднання	- амінобензол-сульфамід	-	+	нікелювання
		- сахарин	-	+	нікелювання
		- ацетонітрил	+	+	хроматування

Органічні сполуки, які входять до складу технологічних розчинів (спирти, феноли, прості ефіри, альдегіди, кетони, карбонові кислоти тощо) від операцій підготовки поверхні (знежирення) та металопокрить (нікелювання, мідніння, хроматування) в результаті електровідновлення перетворюються в іншу форму, або утворюють металоорганічні комплекси під дією електричного поля та продуктів реакції (H<sup>+</sup>, OH<sup>-</sup>, O<sub>2</sub>, H<sub>2</sub> тощо). Дані що наведені на

рис. 2 свідчать про взаємодію між компонентами ВТР (відпрацьованих травильних розчинів) травлення (міді) та проявлення, що призводять до зменшення ХСК та концентрації іонів міді на 90 %. При їх змішуванні в співвідношенні 4: 1 відбувається взаємне їх знешкодження. Збільшення об'єму ВТР травлення призводить до подальшого окислення органічних домішок (ВТР містить сильні окислювачі), але збільшується концентрація іонів міді. Наприклад, підкислення сульфатною кислотою до рН=5 призводить до зменшення ХСК на 40 %, а в разі застосування цієї ж кислоти для підкислення від операцій травлення ХСК знижується на 70 %. Далі ефективність процесу оцінювали за показником  $\alpha$ , який визначався як ступінь перетворення за формулою:

$$\alpha = (ХСК_{\text{поч.}} - ХСК_{\text{кін.}}) / ХСК_{\text{поч.}}$$

З представлених даних слідує також що процес взаємного знешкодження за рахунок утворення металоорганічних сполук окисленням, можливо контролювати за показником, що характеризує окисно-відновну рівновагу в розчині – Eh (мВ).

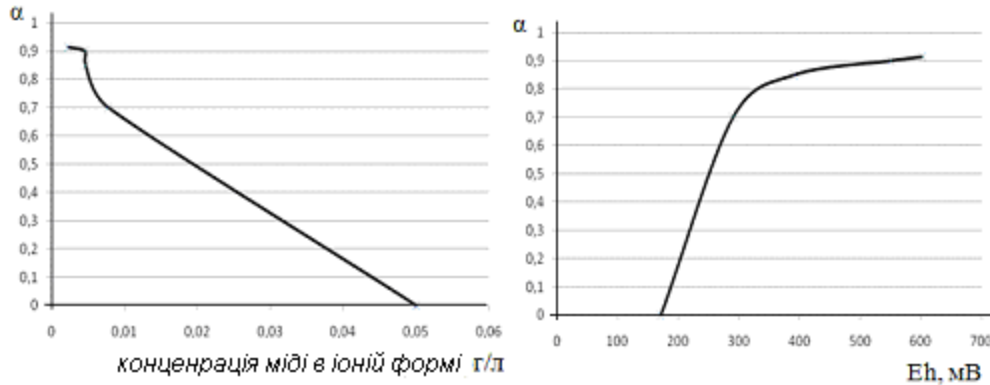


Рисунок 2. Ефективність процесу взаємознешкодження (ступінь перетворення) ВТР від операцій травлення міді, та проявлення фоторезисту

Наступний електроліз (бездіафрагменний) розчину, що утворюється після взаємного знешкодження, дозволяє збільшити ефективність процесу (цьому етапу відповідає  $\alpha=0,88$ ) при витраті електричного струму до 2700 Кл/л. Наступне зменшення ефективності процесу може бути пов'язане з процесами що відбуваються в міжелектродному об'ємі розчину під дією продуктів електродних реакцій.

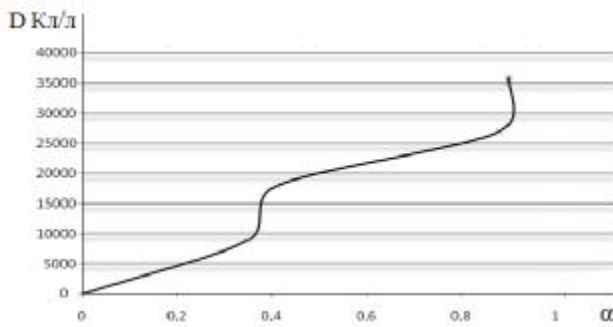


Рис. 3. Ефективність процесу взаємного знешкодження ВТР від операцій травлення міді та проявлення фоторезиста в процесі бездіафрагменного електролізу

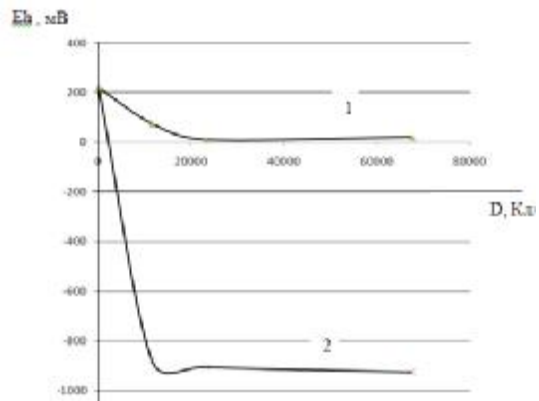


Рис. 4. Зміна окисно-відновного потенціалу (Eh, мВ) розчину після взаємного знешкодження ВТР від операцій проявлення і травлення та при обробці в діафрагменному електролізері:

1. Анодна камера; 2. Катодна камера

Порівняння результатів експерименту показує, що при електролізній обробці суміші розчинів проявлення з відпрацьованим розчином що містять мідь, досягаються більш високий коефіцієнт очищення від органічних компонентів ніж при обробці тільки розчину проявлення.

Так, при обробці ВТР від операцій проявлення в діафрагменному електролізері витраті електричного струму 67500 Кл/л відповідає ступінь перетворення, що дорівнює 0,4 (рис. 3). З представлених даних слідує також, що при подачі і обробці розчину проявлення методом електролізу відбувається його доочищення від органічних домішок внаслідок їх часткового окислення на аноді, а також часткове відновлення органічних домішок на катоді. При цьому можливо стверджувати, що процеси відновлення переважають в результаті чого **окисно-відновний потенціал** Eh змінюється в катодній камері від 200 мВ до -900 мВ, а в анодній камері від 200 мВ до 0 мВ (рис. 4).

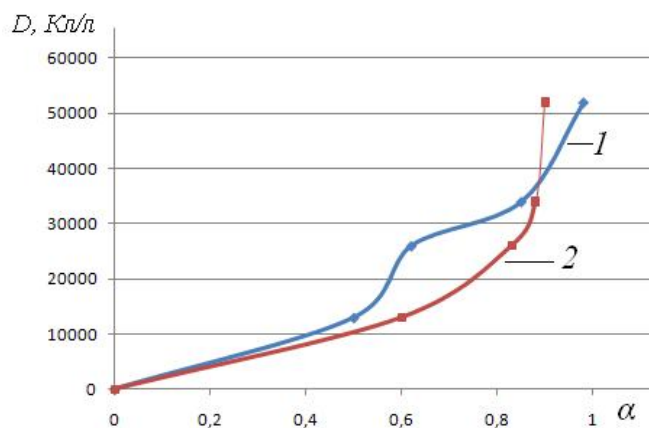


Рисунок 5. Ефективність процесу взаємного знешкодження ВТР від операцій травлення міді, та проявлення фоторезиста в процесі бездіафрагменого електролізу:

1) Коефіцієнт ефективності по ХСК; 2) Коефіцієнт ефективності по концентрації іонів  $\text{Cu}^{2+}$

Якщо обробляти в діафрагменному електролізері суміш відпрацьованих технологічних розчинів проявлення та травлення міді ефективність процесу значно збільшується, при цьому зменшується концентрація міді. Таким чином можливо стверджувати, що органічні компоненти утворюють з міддю електроактивні комплекси що відновлюються на катоді та утворюють осад і цим досягається більш високий ефект очищення від органічних компонентів (рис. 5).

#### Висновки.

1. На основі проведених досліджень розроблена технологія знешкодження відпрацьованих розчинів гальванічного виробництва та друкованих плат. Дана технологія включає хімічний реактор, фільтр та електролізну установку. В хімічному реакторі відбувається окислення органічних компонентів та утворення нерозчинних з'єднань. В електролізній установці відбувається окисно-відновні процеси, які дозволяють видалити органічні комплекси з міддю. Фільтр слугує для освітлення відпрацьованих розчинів.

2. Дана технологія ґрунтується на використанні оригінальних процесів та апаратів, мінімально виключаючи хімічні реагенти для очищення стічних вод. Необхідні реагенти, як правило отримують з відпрацьованої води (електролізом) з ціллю підвищення солемісту.

3. Технологія дозволяє знешкоджувати розчини до концентрацій що допускаються для скиду у каналізацію.

#### Перспективи подальших досліджень.

Подальші дослідження повинні бути направлені на пошук та випробування різноманітних схем очищення стічних вод гальванічного виробництва та виробництва друкованих плат обладнанням працюючим в автоматичному режимі, що дозволить забезпечити високу якість продукції та зменшити витрати води.

#### Література

1. Яцков М.В., Корчик Н.М., Щугайлов В.С., Мисіна О.І., деклараційний патент на винахід 6СО2F1/46 «Спосіб очищення стічних вод виробництва друкованих плат від органічних домішок»;
2. Виговська Т.В. Відходи як фактори екологічної небезпеки. Вісник ТУП № 4 2002ч.3 м.Хмельницький
3. Вольдсман Д.И., Дербишер В.Е., Вальдман А.И., Суханов С.В. «Способ очистки сточных вод от органических соединений», Волгоградский политехнический институт, 1977г.
4. Кныш В.А., Дворниченко Н.С., «Основные закономерности электрохимического разрушения органических загрязнителей воды», сборник научных трудов «Хімія і сучасні технології» вип. 4, 2009.

Надійшла до редакції  
20.11.2009 р.

В.А. ДЗІБЛЮК, І.В. ТРОЦИШИН

Хмельницький національний університет

**ТЕХНОЛОГІЇ ТА МЕТОДИ ОРГАНІЗАЦІЇ  
ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ**

Стаття присвячена проблемам практичної реалізації сучасних технологій та засобів ВОЛЗ, із використанням обладнання для організації вузлів комутації.

Article is devoted to practical implementation of modern technologies and means of VOLZ, with the use of equipment for switching nodes.

Ключові слова: технології ВОЛЗ, комутація оптичних сигналів.

**Вступ****Волоконно-оптичні лінії зв'язку як поняття.**

Волоконно-оптичні лінії зв'язку (ВОЛЗ) – це вид зв'язку, при якому інформація передається по оптичних діелектричних хвилеводах, які відомі під назвою "оптичне волокно". Оптичне волокно в даний час вважається найдосконалішим фізичним середовищем для передачі інформації, а також найбільш перспективним середовищем для передачі великих потоків інформації на значні відстані. Приміром, в даний час волоконно-оптичні кабелі прокладені по дну Тихого і Атлантичного океанів і практично весь світ "обплутаний" мережею волоконних систем зв'язку (Laser Mag. – 1993. – № 3; Laser Focus World. – 1992. – 28, № 12; Telecom. mag. – 1993. – № 25; АЕУ: J. Asia Electron. Union. – 1992. – № 5). Європейські країни через Атлантику пов'язані волоконними лініями зв'язку з Америкою. США, через Гавайські острови і острів Гуам – з Японією, Новою Зеландією та Австралією. Волоконно-оптична лінія зв'язку з'єднує Японію та Корею з Далеким Сходом Росії. На заході Росія пов'язана з європейськими країнами Петербург – Кінгісепп – Данія і С. – Петербург – Виборг – Фінляндія, на півдні – з азіатськими країнами Новоросійськ – Туреччина. Через Україну проходить траса Лісабон-Пекін, в тому числі вона пересікає Хмельницьку область. Всі міжміські та місцеві мережі переводяться на ВОЛЗ, і цей процес продовжується.

У Європі, також, як і в Америці, давно вже знайшли широке застосування практично у всіх сферах зв'язку, енергетики, транспорту, науки, освіти, медицини, економіки, оборони, державно-політичної та фінансової діяльності. Отже, підстави вважати оптоволоконно найперспективнішим середовищем для передачі великих потоків інформації впливає з ряду особливостей, властивих для оптичних хвилеводів [1-4].

**Об'єктом дослідження** є проблеми, які довелося подолати для досягнення потрібних параметрів сучасній технологій ВОЛЗ.

**Предметом дослідження** є параметри загасання сигналу, та особливості реалізації практичних систем ВОЛЗ, в умовах України.

**Фізичні особливості**

Широкосмуговість оптичних сигналів, обумовлена надзвичайно високою несучою частотою. Це означає, що по оптичній лінії зв'язку можна передавати інформацію зі швидкістю близько 1 Терабіт/с. Кажучи іншими словами, по одному волокну можна передати одночасно 10 мільйонів телефонних розмов і мільйон відеосигналів. Швидкість передачі даних може бути збільшена за рахунок передачі інформації відразу в двох напрямках, так як світлові хвилі можуть поширюватися в одному волокні незалежно один від одного. Крім того, в оптичному волокні можуть поширюватися світлові сигнали двох різних поляризацій, що дозволяє подвоїти пропускну здатність оптичного каналу зв'язку. На сьогоднішній день межа по щільності інформації, що передається по оптичному волокну не досягнута. А це означає, що до цих пір при настільки сильній завантаженості нашого Інтернету не знайшлося стільки інформації, яка при одночасній передачі призвела б до зменшення швидкості переданого потоку даних. Дуже мале (у порівнянні з іншими середовищами) затухання світлового сигналу в волокні. Іншими словами, втрата сигналу за рахунок опору матеріалу провідника. Крапці зразки українського волокна мають настільки мале загасання [5], що дозволяє будувати лінії зв'язку довжиною до 100 км без регенерації сигналів.

В оптичних лабораторіях США розробляються ще більш "прозорі", так звані фтороцірконатні волокна. Лабораторні дослідження показали, що на основі таких волокон можуть бути створені лінії зв'язку з регенераційними ділянками через 4600 км при швидкості передачі порядку 1 Гбіт / с [3-6].

**Технічні особливості.**

Волокно виготовлено з кварцу, основу якого складає двоокис кремнію, широко поширене, а тому недорогого матеріалу, на відміну від міді, звідси і порівняно не велика ціна і практично відсутність випадків крадіжки з метою здачі на металобрухт. Оптичні волокна мають діаметр

близько 1 – 0,2 мм, тобто дуже компактні і легкі, що робить їх перспективними для використання в авіації, приладобудуванні, в кабельній техніці. Складні волокна – не метал, при будівництві систем зв'язку автоматично досягається гальванічна розв'язка сегментів. Застосовуючи особливо міцний пластик, на кабельних заводах виготовляють самонесучі підвісні кабелі, які не містять металу і тим самим безпечні в електричному відношенні. Такі кабелі можна монтувати на щоглах існуючих ліній електропередач, як окремо, так і вбудовані в фазовий провід, заощаджуючи значні кошти на прокладку кабелю через річки та інші перешкоди. Системи зв'язку на основі оптичних волокон стійкі до електромагнітних завад, а передана по світловоду інформація захищена від несанкціонованого доступу [6,7]. Волоконно-оптичні лінії зв'язку не можна підслухати не руйнуючим способом. Всякий вплив на волокно можна бути зареєстрований методом моніторингу (безперервного контролю) цілісності лінії. Теоретично існують способи обійти захист шляхом моніторингу, але витрати на реалізацію цих способів будуть настільки великі, що перевершать вартість перехоплена інформації. Приміром ви все ж вирішили це зробити. Для виявлення перехоплюваних сигналів вам знадобиться інтерферометр Майкельсона спеціальної конструкції. Причому, видимість інтерференційної картини може бути ослаблена великою кількістю сигналів, які одночасно передаються по оптичній системі зв'язку. Можна розподілити передану інформацію по безлічі сигналів або передавати кілька шумових сигналів, погіршуючи цим умови перехоплення інформації. Буде потрібним значний відбір потужності з волокна, щоб не санкціоновано прийняти оптичний сигнал, а це втручання легко зареєструвати системами моніторингу [8]. Важлива властивість оптичного волокна – довговічність. Час життя волокна, тобто збереження ним своїх властивостей в певних межах, перевищує 25 років, що дозволяє прокласти оптико-волоконний кабель один раз і, в міру необхідності, нарощувати пропускну здатність каналу шляхом заміни приймачів і передавачів на більш швидкодіючі, без заміни самого кабелю [4,8].

#### **Недоліки волоконної технології.**

При створенні лінії зв'язку потрібні активні високонадійні елементи, які перетворюють електричні сигнали в світло і світло в електричні сигнали. Необхідні також оптичні коннектори (з'єднувачі) з малими втратами оптичними і великим ресурсом на підключення-відключення. Точність виготовлення таких елементів лінії повинна відповідати довжині хвилі випромінювання, тобто похибки повинні бути близько частки мікрона. Тому виробництво таких компонентів оптичних ліній зв'язку дуже дороге.

Інший недолік полягає в тому, що для монтажу оптичних волокон потрібно дороге технологічне обладнання:

- а) інструменти для окінцівки;
- б) коннектори;
- в) тестери;
- г) муфти і спайс-касети.

Як наслідок, при аварії (обриві) оптичного кабелю витрати на відновлення значно вище, ніж при роботі з мідними кабелями [5,8].

#### **Оптичне волокно і його види.**

Промисловість багатьох країн освоїла випуск широкої номенклатури виробів та компонентів оптоволоконна. Слід зауважити, що виробництво компонентів відрізняє високий ступінь концентрації. Більшість підприємств зосереджена в США. Володіючи головними патентами, американські фірми (в першу чергу це відноситься до фірми "CORNING GLASS") впливають на виробництво і ринок компонентів у всьому світі, завдяки укладанню ліцензійних угод з іншими фірмами і створенню спільних підприємств. Для передачі сигналів застосовуються два види волокон: одномодове і багатомодове. Свою назву волокна отримали від способу розповсюдження випромінювання в них. Волокно складається з серцевини і оболонки з різними показниками заломлення [1-4].

У одномодовому волокні діаметр світловодної жили близько 8-10 мкм, тобто порівняний з довжиною світлової хвилі. При такій геометрії у волокні може розповсюджуватися тільки один промінь (одна мода, як її називають). У багатомодового волокна розмір світловодної жили близько 50-60 мкм, що робить можливим розповсюдженням великої кількості променів (багато мод). Обидва типи волокна характеризуються двома найважливішими параметрами: загасанням і дисперсією.

Згасання визначається втратами на поглинання і на розсіяння випромінювання в оптичному волокні. Втрати на поглинання залежать від чистоти матеріалу, втрати на розсіяння залежать від неоднорідностей показника заломлення матеріалу. Загасання залежить від довжини хвилі випромінювання, що вводить в волокно. В даний час передачу сигналів по волокну здійснюють в трьох діапазонах: 0,85 мкм, 1,3 мкм, 1,55 мкм, так як саме в цих діапазонах кварц має підвищену прозорість [7].

Інший найважливіший параметр оптичного волокна – дисперсія. Дисперсія – це розсіяння в часі спектральних і модів складових оптичного сигналу. Існують три типи дисперсії: модова, матеріальна та хвилевідна. Модова дисперсія – властива багатомодового волокна і

обумовлена наявністю великої кількості мод, час розповсюдження яких є різним [1-4]. Матеріальна дисперсія – обумовлена залежністю показника заломлення від довжини хвилі. Хвилевідна дисперсія – обумовлена процесами всередині моди і характеризується залежністю швидкості поширення моди від довжини хвилі [5].

Оскільки світлодіод або лазер випромінює деякий спектр довжин хвиль, дисперсія призводить до розширення імпульсів при розповсюдженню по волокну і тим самим породжує спотворення сигналів. При оцінці користуються терміном "смуга пропускання" – це величина, обернена до величини розширення імпульсу при проходженні ним по оптичному волокну відстані в 1 км. Вимірюється смуга пропускання в МГц \* км. З визначення смуги пропускання видно, що дисперсія накладає обмеження на дальність передачі і на верхню частоту переданих сигналів.

Якщо при поширенні світла по багатомодовому волокну, як правило, переважає модова дисперсія, то для одномодового волокна притаманні лише два останніх типи дисперсії. Загасання і дисперсія у різних типів оптичних волокон різні. Одномодові волокна мають кращі характеристиками по загасанню і по смугі пропускання, тому що в них поширюється тільки один промінь. Однак, одномодові джерела випромінювання в кілька разів дорожче багатомодових. У одномодове волокно важче ввести випромінювання через малі розміри світловодної жили, з цієї ж причини одномодові волокна складно зрощувати з малими втратами. Окінцевання одномодових кабелів оптичними роз'ємами також обходиться дорожче [5-7].

Багатомодові волокна більш зручні при монтажі, так як у них розмір світловодної жили в кілька разів більше, ніж в одномодових волокнах. Багатомодовий кабель простіше окінцювати оптичними роз'ємами з малими втратами. На багатомодове волокно розраховані випромінювачі на довжину хвилі 0.85 мкм – найдоступніші й дешеві випромінювачі, що випускаються в дуже широкому асортименті. Смуга пропускання у багатомодових волокон досягає 800 МГц \* км, що прийнятно для локальних мереж зв'язку, але не достатньо для магістральних ліній [4,6].

#### **Волоконно-оптичний кабель.**

Другим найважливішим компонентом, що визначає надійність і довговічність є волоконно-оптичний кабель (ВОК). На сьогодні в світі кілька десятків фірм, що виробляють оптичні кабелі різного призначення. Найбільш відомі з них: AT & T, General Cable Company (США); Siecog (ФРН); BICC Cable (Великобританія); Les cables de Lion (Франція); Nokia (Фінляндія); NTT, Sumitomo (Японія), Pirelli (Італія) Одеський кабельний завод (Україна) [1-4,6]. Визначальними параметрами при виробництві ВОК є умови експлуатації і пропусканна здатність лінії зв'язку. За умовами експлуатації кабелі підрозділяють на:

- монтажні
- станційні
- зонові
- магістральні.

Перші два типи кабелів призначені для прокладки всередині будинків і споруд. Вони компактні, легкі і, як правило, мають невелику будівельну довжину. Кабелі останніх двох типів призначені для прокладки в колодязях кабельних комунікацій, в ґрунті, на опорах вздовж ЛЕП, під водою. Ці кабелі мають захист від зовнішніх впливів і будівельну довжину більше двох кілометрів [8].

Для забезпечення великої пропускну здатності лінії зв'язку виробляються ВОК, містять невелику кількість (до 8) одномодових волокон з малим загасанням, а кабелі для розподільних мереж можуть містити до 144 волокон як одномодових, так і багатомодових, залежно від відстаней між сегментами мереж і [8].

При виготовленні ВОК в основному використовуються два підходи:

- конструкції з вільним переміщенням елементів
- конструкції з жорсткою зв'язком між елементами.

За видами конструкцій розрізняють кабелі повівної скрутки, пучкової скрутки, з профільним серцевиною, стрічкові кабелі. Існують численні комбінації конструкцій ВОК, які в поєднанні з великим асортиментом застосовуваних матеріалів дозволяють вибрати виконання кабелю, найкращим чином задовольняє всім умовам проекту, в тому числі – вартісним [8].

Окремо розглянемо способи зрощування будівельних довжин кабелів Зрощування будівельних довжин оптичних кабелів здійснюється із використанням кабельних муфт спеціальної конструкції. Ці муфти мають два або більше кабельних введення, пристосування для кріплення силових елементів кабелів і одну або кілька сплайс-пластин. Сплайс-пластина – це конструкція для укладання й закріплення волокон різних кабелів що зрощуються.

Після того, як оптичний кабель прокладений, необхідно з'єднати його з прийнятно-передавальною апаратурою. Зробити це можна за допомогою оптичних конекторів (з'єднувачів). У системах зв'язку використовуються коннектори багатьох видів [1-4, 8-10].

На рис 1-8 наведено фото реальних операцій по встановленню з'єднань та кросс-систем ВОЛЗ в Україні із використання сучасних технологій зварювання, контролю та комутації оптичних волокон, на мережах Хмельницької області.





Рис. 1. Крес-система ВОЛЗ

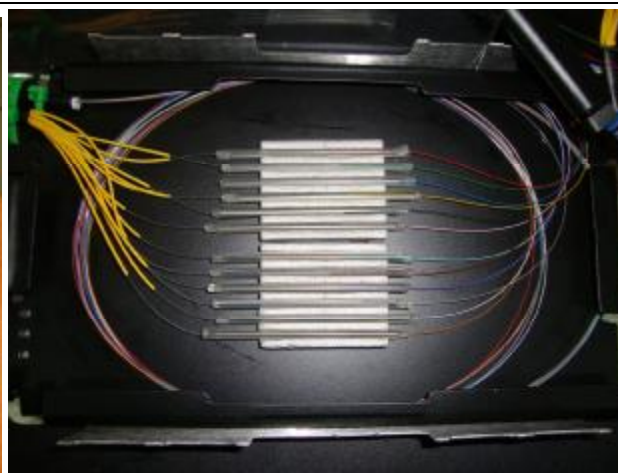


Рис. 2. З'єднання одномодових волокон ВОЛЗ

Технологічні операції в процесі з'єднання передбачають оброблення кінців волокон, та їх зварювання (рис. 3-4).



Рис. 3. Оброблення кінців волокна



Рис. 4. Зварювання волокон одномодової ВОЛЗ

Для захисту елементів з'єднання волокон та вузлів комутації використовуються спеціальні захистні елементи та крес-системи, рис. 5-6.



Рис. 5. Запаювання кінців волокна



Рис. 6. Захист волокон одномодової ВОЛЗ

Наведені вище практичні послідовності операцій є відповідальними в процесі прокладання ВОЛЗ та з'єднання волокон, і є обов'язковим для постійних нероз'ємних з'єднань.

У випадку, коли виникає необхідність оперативного з'єднання-роз'єднання волокон використовують коннектори, приклади яких наведено на рис. 7-8.

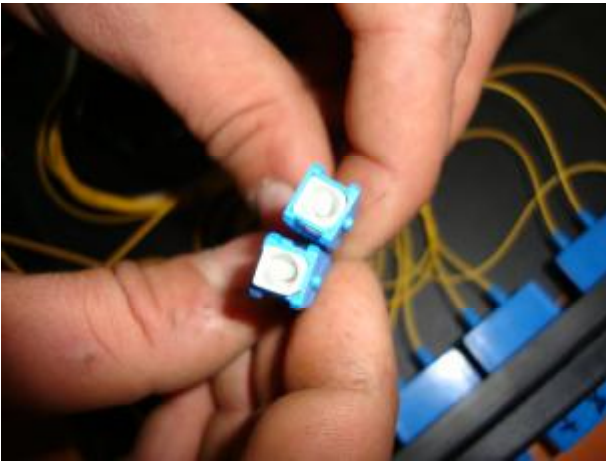


Рис. 7. Штекер коннектора волокна



Рис. 8. Гніздо коннектора волокна

Обов'язковим етапом завершення з'єднання (комутації) ВОЛЗ є вимірювання якості з'єднання за допомогою рефлектометра (рис. 9-10).

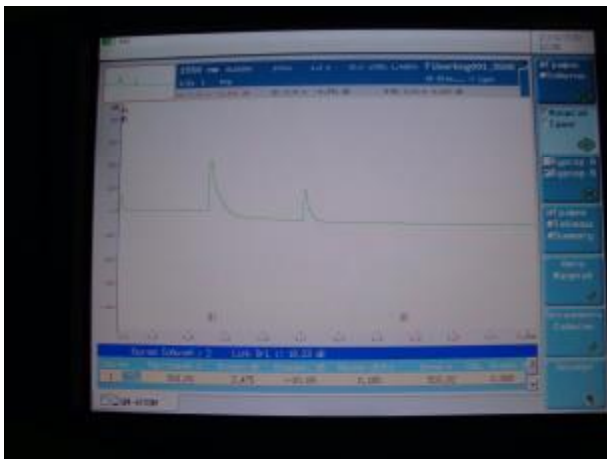


Рис. 9. Контроль якості з'єднання

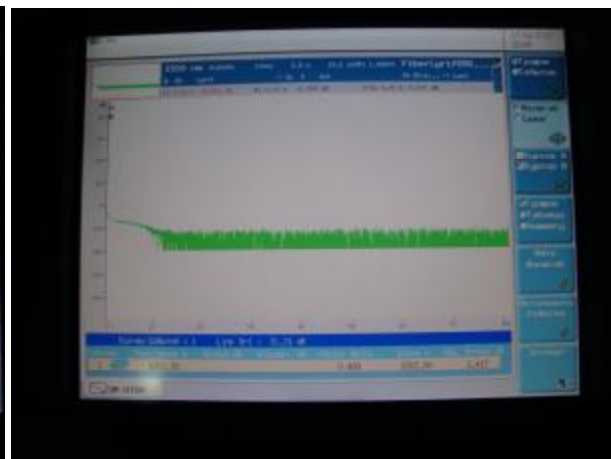


Рис. 10. Вимірювання параметрів згасання

Оптичні кабелі є важливим компонентом оптичних систем передачі. Разом із створенням нових конструкцій передбачається модернізація і удосконалення існуючих конструкцій в області вживання сучасніших матеріалів, створення композитних (ОВ різних типів, ОВ і вита пара, сигнальні кола і так далі) кабелів, значного збільшення кількості ОВ. Це головним чином буде обумовлено розвитком технологій електров'язку, вживання WDM – і DWDM-технологій, широкомасштабним впровадженням ОК на розподільних і абонентських лініях мереж доступу [1-4].

ITU-T розробляє Рекомендації по кабельній продукції, основні положення яких потім будуть узяті за основу при створенні стандартів міжнародними організаціями в області зв'язку, наприклад IEC, або ж повністю будуть включені як стандарти. Ці рекомендації приймаються також як державні і галузеві стандарти. Українська сторона є активним учасником міжнародних організацій в області зв'язку. Стандарти IEC перекладаються українською мовою і приймаються як державні в Україні [5].

У 2001 році в нашій країні введений перший стандарт, що повністю відповідає міжнародному стандарту IEC 60794, що охоплює основні положення загальних технічних умов. З цієї миті йде відлік якісно нового етапу стандартизації в Україні – належить проаналізувати, перекласти українською мовою і ввести в дію більше трьох десятків стандартів, що охоплюють практично всю номенклатуру оптичних кабелів для телекомунікаційної галузі, що випускаються і експлуатованих на сьогоднішній день. Таким чином, міжнародна діяльність в області стандартизації направлена на надання нових і поліпшення якості вже існуючих телекомунікаційних послуг [5,9].

#### Висновки.

Таким чином, можливо із впевненістю сказати що сучасні технології та засоби ВОЛЗ в повній мірі не лише застосовуються а також мають свою визначальну сферу використання як в магістральних так і абонентських мереж телекомунікацій.

На, жаль, необхідно відзначити що, окрім, волоконних кабелів, вітчизняного виробництва, все обладнання для з'єднання та контролю якості ВОЛЗ, поки що, є імпортного виробництва.



Література

1. Слепов Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. 2-е испр. изд. – М.: Радио и связь, 2003. – 468с.
2. Слепов Н. Современные оптоволоконные технологии. Чем ударить по бездорожью. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2002, № 1, с.20-23.
3. Передача OTDM-сигнала со скоростью 160 Гбит/с на расстояние 480 км с кодом коррекции ошибок / Людвиг Р. и др. – Фотоника, 2008, № 5, с.22– 25.
4. О.К.Скляр «Современные волоконно-оптические системы передачи, аппаратура и элементы». – М.: Солон-Р, 2001, 238с.
5. В.К.Ковальчук «Волоконно-оптичні системи передачі». – Х.: ХІРЕ, 2000, 212с.
6. А.В.Шмалько «Цифровые сети связи: основы планирования и построения». – М.: Солон-Р, 2001, 282с.
7. В.Б.Каток, Б.В.Короп, Ю.Б.Нікітченко, І.Е.Руденко "Волоконно-оптические системы передачи". – К.: Ірис, 1994, 120с.
8. Д.В.Иогарчов, О.В.Бондаренко "Волоконно-оптические кабели и линии связи" – М.: ЕКО-ТРЕНДЗ, 2002, 282с.
9. Краткое техническое описание системы «FlexGain A2500 Extra» -М.: ЗАО «НТЦ НАТЕКС» 2006г. – 33с.

Надійшла до редакції  
8.11.2009 р.

УДК 004.056.5:004.7

Є.А. ЗОЛОТАВКІН

Вінницький національний технічний університет

## СТЕГАНОГРАФІЧНИЙ ЗАХИСТ ВІД ПАСИВНИХ АТАК НА ОСНОВІ АДАПТИВНОГО ВБУДОВУВАННЯ ДАНИХ У СЕГМЕНТИ ЗОБРАЖЕНЬ

Запропоновано узагальнені моделі стеганографічних перетворень з урахуванням пасивних атак. Розроблено методи адаптивного вбудовування даних у сегменти зображень, що використовують поліноміальні моделі прогнозування характеристик бінарної класифікації при стеганографічному аналізі.

**Generalized models of steganographical transformations considering passive steganalysis attacks have been proposed. Adaptive steganographical methods for embedding data into image segments have been developed which consider polynomial models for binary classification feature prediction accordingly to steganalysis.**

Ключові слова: стеганографічний захист, пасивні атаки, МГВА, стегоаналіз.

### Вступ

Однією з основних вимог, що висуваються до методів та засобів стеганографічного захисту інформації, є забезпечення стійкості до пасивних атак в комп'ютерних системах і мережах (КСМ), які застосовуються при стеганографічному аналізі (або стегоаналізі) [1].

Існуючі моделі стеганографічних перетворень інформації в КСМ не враховують в повній мірі вимог практичної стійкості до пасивних атак, що вимагає розробки моделей, які їх враховують. Автором запропоновано структурну та теоретико-множинну моделі стеганографічних перетворень, що дозволяють вбудовувати дані у зображення з урахуванням вимог стійкості до пасивних атак в КСМ. Вони передбачають використання параметрів поліноміальної моделі прогнозування характеристик бінарної класифікації стеганографічних зображень (або стегозображень) при стегоаналізі.

Поліноміальна модель визначає залежності між пікселями, що необхідно зберегти у стегозображенні для забезпечення стійкості до пасивних атак. Автором пропонуються методи вбудовування даних у сегменти зображень, що використовують різні за виглядом поліноміальні моделі.

### Узагальнені моделі стеганографічних перетворень інформації з урахуванням пасивних атак

Забезпечення стеганографічного захисту КСМ, стійкого до пасивних атак, вимагає врахування особливостей стеганографічного аналізу при вбудовуванні даних. Теоретико-множинна та структурна моделі дозволяють описати стеганографічні перетворення у компактному вигляді.

Автором пропонується така теоретико-множинна модель стеганографічних перетворень з урахуванням пасивних стегоаналітичних атак:

$$SSM = \{I, I', D, K, \mathbb{P}, \mathbb{P}', M, F, \mathbb{F}, T, E, Emb, m, f, \mathbb{F}', t, e, v, Ext\},$$

де  $I, I', D, K, \mathbb{P}, \mathbb{P}'$  – множини зображень, зображень для оцінки, повідомлень, ключів, стегозображень, стегозображень для оцінки, відповідно;

$\mathbf{M}$  – множина параметрів поліноміальної моделі, яка прогнозує значення характеристики бінарної класифікації при стеганографічному аналізі за допомогою множини  $\mathbf{I} \cup \mathbb{F}$ ;

$\mathbf{F}$  – множина характеристик оригінальних зображень, що використовуються для стеганографічного аналізу;

$\mathbb{F}$  – множина характеристик стегозображень, що використовуються для стеганографічного аналізу;

$\mathbf{T}$  – множина параметрів стегоаналітичного критерію для проведення класифікації в множині  $\mathbf{F} \cup \mathbb{F}$ ;

$\mathbf{E}$  – множина оцінок якості класифікації, що виконується за допомогою стегоаналітичного критерію;

$Emb: \mathbf{I} \times \mathbf{D} \times \mathbf{K} \times \mathbf{M} \rightarrow \mathbb{F}$  – функція вбудовування даних у зображення;

$m: \mathbf{I} \times \mathbb{F} \times \mathbf{T} \rightarrow \mathbf{M}$  – функція визначення параметрів поліноміальної моделі;

$f: \mathbf{I} \times \mathbf{D} \times \mathbf{K} \times \mathbf{M} \rightarrow \mathbb{F}$  – функція визначення характеристик зображень;

$\mathbb{F}: \mathbb{F} \times \mathbf{E} \rightarrow \mathbb{F}$  – функція визначення характеристик стегозображень;

$t: \mathbf{F} \times \mathbb{F} \rightarrow \mathbf{T}$  – функція визначення параметрів стегоаналітичного критерію;

$e: \mathbf{T} \times \mathbf{I}' \times \mathbb{F} \rightarrow \mathbf{E}$  – функція визначення оцінок якості стегоаналітичної класифікації;

$v: \mathbf{E} \times \mathbb{F} \rightarrow \{\emptyset, \mathbb{F}\}$  – функція визначення стегозображення, що є стійким до пасивних атак;

$Ext: \mathbb{F} \times \mathbf{K} \rightarrow \mathbf{D}$  – функція витягування даних із стегозображення;

Запропонованій теоретико-множинній моделі стеганографічних перетворень з урахуванням пасивних стегоаналітичних атак відповідає структурна модель, наведена на рис. 1.

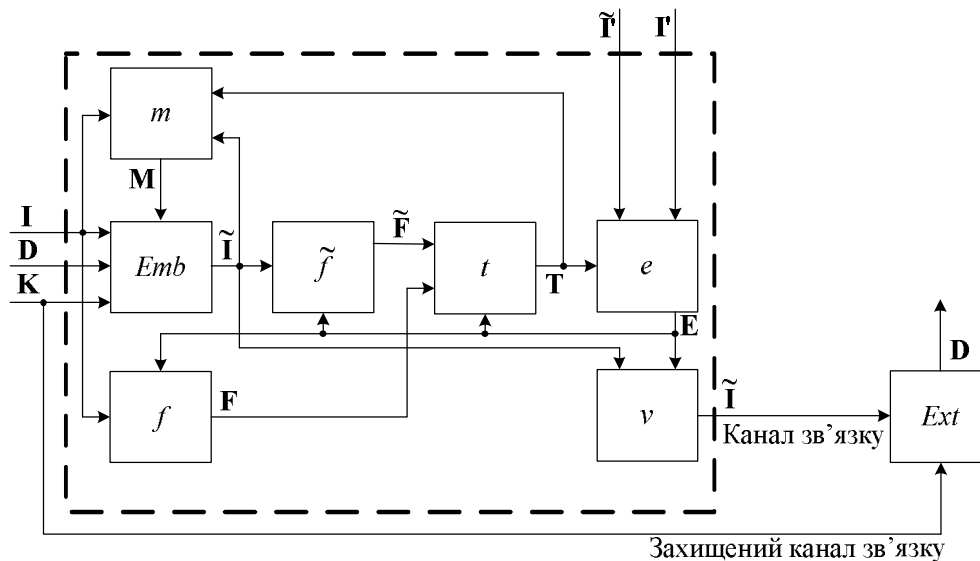


Рис. 1. Структурна модель стеганографічних перетворень з врахуванням пасивних стегоаналітичних атак

З аналізу запропонованої автором моделі стеганографічних перетворень, що враховує особливості стеганографічного аналізу, зрозуміло, що підвищення стійкості до пасивних атак досягається за рахунок створення поліноміальної моделі прогнозування характеристики бінарної класифікації при стеганографічному аналізі зображень, яка використовується для вбудовування даних. Отже, стійкість стеганографічних перетворень залежить від точності даної поліноміальної моделі.

Більшість сучасних методів стеганографічного аналізу використовують бінарні класифікатори на основі методу опорних векторів (МОВ) [2, 3], де точка-характеристика  $\mathbf{V}$  у просторі ознак, які використовуються при стегоаналізі, яка представляє зображення  $I$ , яке аналізується, належить одному з півпросторів ("стего" та "не стего"), що утворюються гіперплощиною класифікації  $L$  (рис. 2).

Таким чином задачею непомітного вбудовування є забезпечення максимального обсягу таємних даних за умови збереження положення точки характеристики стегозображення  $\mathbb{F}$  у півпросторі «не стего». Автором пропонується один з можливих підходів вирішення даної задачі,

що полягає у збереженні показника положення точки характеристики стегозображення  $h^*(I)$  відносно гіперплощини класифікації  $L$ , тобто  $h^*(I) = h^*(I)$ , де  $h^*(I)$  – положення точки характеристики оригінального зображення відносно гіперплощини класифікації  $L$ . Для цього пропонується розробити поліноміальну модель прогнозування характеристики бінарної класифікації зображень при стеганографічному аналізі, що описує параметр  $h^*(I)$  і використовує у якості аргументів значення пікселів зображення.

Для створення поліноміальної моделі, що прогнозує значення  $h^*(I)$  на основі значень пікселів зображення, пропонується використати метод групового врахування аргументів (МГВА) [4, 5], оскільки ефективність даного методу підтверджена на прикладі чисельних моделей із значною кількістю вхідних аргументів.

Однак, навіть для невеликих зображень, наприклад, розміром  $256 \times 256$  пікселів, загальна кількість вхідних аргументів складає 65536. Створення поліноміальної моделі за допомогою МГВА з врахування зазначеної кількості аргументів вимагає надзвичайних обчислювальних витрат.

З іншого боку при стеганографічному аналізі зображення розміром  $256 \times 256$  пікселів описуються кількістю характеристик, що не перевищує 300. Тому пропонується вбудовувати дані у сегменти  $P$  зображення, які є невеликими за розміром, що дозволяє оцінити значення  $h^*(I)$  (значення оцінки надалі позначається  $h(I)$ ) за допомогою пікселів сегменту  $P_1, P_2, \dots, P_n$ , де  $n$  – кількість пікселів, та набору характеристик  $p_1, p_2, \dots, p_m$  для решти зображення  $K$ , які використовуються при стегоаналізі, де  $m$  – кількість характеристик (рис. 3).

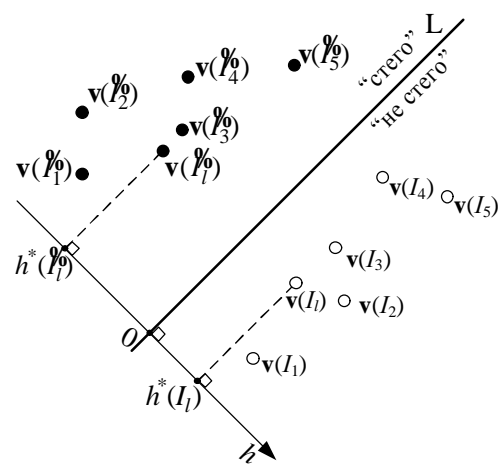


Рис. 2. Схема класифікації точок характеристик зображень у двовимірному просторі ознак при проведенні стеганографічного аналізу

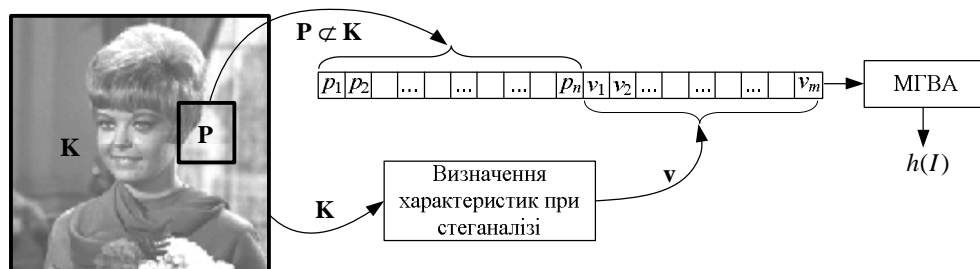


Рис. 3. Схема визначення поліноміальної моделі прогнозування положення точки характеристики зображення відносно гіперплощини класифікації  $L$

Для вбудовування даних у зображення з врахуванням пасивних стегоаналітичних атак необхідно виконати таку послідовність дій:

1. Створити навчальну вибірку зображень  $(I_1, I_2, K, I_n)$ , яка складається з оригінальних зображень та стегозображень з різним обсягом даних, вбудовуваних за допомогою різних методів стеганографічного захисту інформації в КСМ;
2. Визначити вектори-характеристики  $v(I_1), v(I_2), K, v(I_n)$ ;
3. Провести навчання класифікатора з метою розділення векторів-характеристик у просторі ознак на два класи, що визначають стеганографічно змінені та оригінальні зображення;
4. Визначити параметри  $h^*(I_1), h^*(I_2), K, h^*(I_n)$ , що відповідають положенню точок-характеристик  $v(I_1), v(I_2), K, v(I_n)$  відносно гіперплощини класифікації  $L$ ;
5. Використати МГВА з метою отримання поліноміальної моделі прогнозування характеристики  $h(I)$  положення  $h^*(I)$  точки-характеристики  $v(I)$  зображення  $I$  відносно гіперплощини класифікації  $L$  при стеганографічному аналізі;
6. Використати параметри поліноміальної моделі  $h(I)$  у якості обмежень при

вбудовуванні даних у зображення.

Реалізація стеганографічного захисту інформації вимагає, окрім іншого, визначення сегментів **P** зображення, що використовуються для створення поліноміальної моделі прогнозування характеристики бінарної класифікації та, відповідно, для вбудовування даних, а також визначення обсягу даних, що вбудовуються.

**Методи адаптивного вбудовування даних у сегменти зображень з використанням поліноміальних моделей**

Поліноміальна модель  $h(I)$  прогнозування характеристик бінарної класифікації при стегоаналізі, що отримана за допомогою МГВА, представляється в загальному вигляді поліномом Колмогорова-Габора. Дана особливість обумовлює значні обчислювальні витрати при адаптивному вбудовуванні даних у сегменти зображень з урахуванням параметрів такої моделі. Тому пропонуються методи адаптивного вбудовування з використанням поліноміальних моделей, що є окремими випадками поліному Колмогорова-Габора, і також можуть використовуватися для прогнозування характеристик бінарної класифікації при стегоаналізі.

Для розробки методу адаптивного вбудовування даних в область коефіцієнтів базисного перетворення розглянемо модель, що підходить для прогнозування характеристик бінарної класифікації при стегоаналізі певного класу зображень  $I_1$ :

$$h(I_1) = a_1 \cdot p_{l,1}^{k_1} + a_2 \cdot p_{l,2}^{k_2} + \dots + a_i \cdot p_{l,i}^{k_i} + \dots + a_n \cdot p_{l,n}^{k_n}, \quad (1)$$

де  $\mathbf{a} = (a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_n)$  – вектор коефіцієнтів;

$\mathbf{p}_l = (p_{l,1}, p_{l,2}, \dots, p_{l,i}, \dots, p_{l,n})$  – вектор пікселів  $l$ -ого сегменту зображення  $I_1$ , розміром  $\sqrt{n} \times \sqrt{n}$ ;

$$\forall i, k_i \in \square.$$

Для даної моделі автором пропонується метод стеганографічного захисту інформації, що забезпечує вбудовування даних в область коефіцієнтів базисного перетворення [6, 7] пікселів сегменту зображення, який представлено схематично на рис 4.

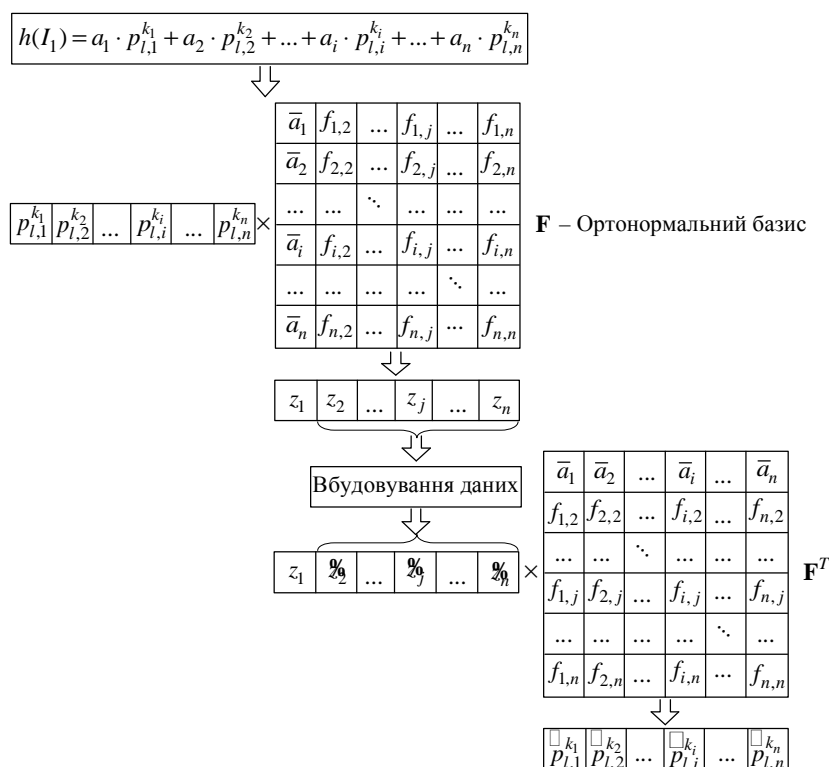


Рис. 4. Схема вбудовування даних з використанням методу вбудовування даних в область коефіцієнтів базисного перетворення

Метод складається з таких пунктів:

1. Визначити ортонормальний базис **F**, один вектор якого збігається з вектором  $\bar{\mathbf{a}}$ , що отримується шляхом нормалізації  $\mathbf{a} : \bar{a}_i = a_i / \|\mathbf{a}\|$ .
2. Виконати базисне перетворення послідовності  $p_{l,1}^{k_1}, p_{l,2}^{k_2}, \dots, p_{l,i}^{k_i}, \dots, p_{l,n}^{k_n}$  з використанням

базису  $\mathbf{F}$  та отримати послідовність коефіцієнтів  $z_1, z_2, \dots, z_j, \dots, z_n$ .

3. Виконати вбудовування даних з використанням коефіцієнтів  $z_2, \dots, z_j, \dots, z_n$  та методу бінарної інтерпретації і отримати послідовність змінених коефіцієнтів  $\%_2, \dots, \%_j, \dots, \%_n$ .

4. Виконати зворотне базисне перетворення послідовності  $z_1, \%_2, \dots, \%_j, \dots, \%_n$  з використанням базису  $\mathbf{F}^T$  та отримати послідовність  $p_{l,1}^{k_1}, p_{l,2}^{k_2}, \dots, p_{l,i}^{k_i}, \dots, p_{l,n}^{k_n}$ ; отримати послідовність  $\%_{l,1}, \%_{l,2}, \dots, \%_{l,i}, \dots, \%_{l,n}$  змінених пікселів  $l$ -ого сегменту.

Витягування даних, що приховані за допомогою методу стеганографічного захисту інформації, який використовує модель, представлену формулою (1), показано схематично на рис. 5, та описується такою послідовністю дій:

1. Виконати базисне перетворення послідовності  $\%_{l,1}^{k_1}, \%_{l,2}^{k_2}, \dots, \%_{l,i}^{k_i}, \dots, \%_{l,n}^{k_n}$  з використанням базису  $\mathbf{F}$  та отримати послідовність коефіцієнтів  $z_1, \%_2, \dots, \%_j, \dots, \%_n$ .

2. За допомогою методу бінарної інтерпретації отримати таємні дані з послідовності коефіцієнтів  $\%_2, \dots, \%_j, \dots, \%_n$ .

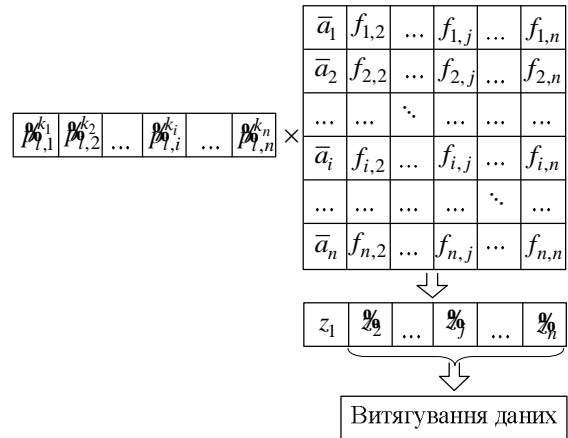


Рис. 5. Схема витягування даних

Для розробки методу адаптивного вбудовування даних у просторову область іншого класу зображень  $I_2$  розглянемо ще один окремий випадок поліноміальної моделі:

$$h(I_2) = A \cdot p_{l,1}^{k_1} \cdot p_{l,2}^{k_2} \cdot \dots \cdot p_{l,i}^{k_i} \cdot \dots \cdot p_{l,n}^{k_n}, \quad (2)$$

де  $A$  – константа.

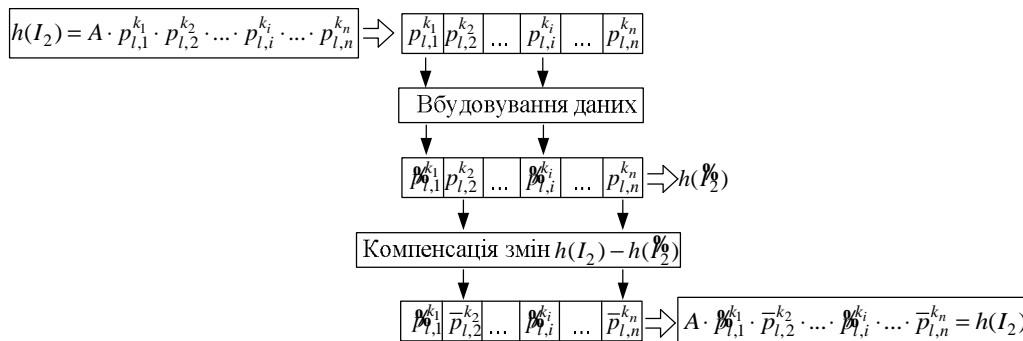


Рис. 6. Схема вбудовування даних з використанням методу вбудовування даних в область зображень

Для даної моделі автором пропонується метод адаптивного вбудовування даних в область зображень, що забезпечує стеганографічний захист таємної інформації, і який представлено схематично на рис 6. Метод складається з таких пунктів:

1. Визначити множину пікселів  $\mathbf{E}_l = \{p_{l,j}\}$   $l$ -ого сегменту зображення  $I_2$ , що використовуються для вбудовування.

2. Виконати вбудовування даних з використанням множини  $\mathbf{E}_l$  та отримати множину змінених пікселів  $\mathbf{E}_l' = \{\%_{l,j}\}$ .

3. Визначити положення  $h(\%_2)$  точки-характеристики стегозображення  $\%_2$  з урахуванням змінених пікселів множини  $\mathbf{E}_l'$ .

4. Визначити множину пікселів  $\mathbf{C}_l = \{p_{l,i}\}$ ,  $\mathbf{E}_l \cap \mathbf{C}_l = \emptyset$ , які використовуються для компенсації зміни положення  $h(I_2) - h(\%_2)$  точки-характеристики стегозображення  $\%_2$  відносно гіперплощини класифікації.

5. Змінити пікселі множини  $\mathbf{C}_l$  таким чином, щоб виконалася умова  $h(I_2) - h(\%_2) = 0$  та

отримати множину змінених пікселів  $\bar{C}_l = \{\bar{p}_{l,i}\}$ . Об'єднати множини  $\mathbb{E}_l^0$  та  $\bar{C}_l$ , отримати множину змінених пікселів  $l$ -ого сегменту стегозображення  $\mathbb{P}_l^0$ :  $\mathbb{E}_l^0 \cup \bar{C}_l \rightarrow \mathbb{P}_l^0$ .

Витягування даних, що приховані за допомогою методу стеганографічного захисту інформації, який використовує модель, представлену формулою (2), показано схематично на рис. 7, та описується такою послідовністю дій:

1. Визначити множину пікселів  $\mathbb{E}_l^0 = \{p_{l,j}^k\}$ , що інтерпретують таємні дані.
2. З використанням методу бінарної інтерпретації отримати таємні дані з  $\mathbb{E}_l^0$ .

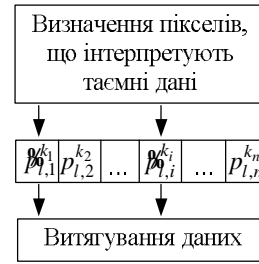


Рис. 7. Схема витягування даних

При проведенні стеганографічного аналізу важливе значення також мають візуальні характеристики стегозображення. Тому для забезпечення таємності вбудовування даних необхідно мінімізувати спотворення вбудовування [8].

### Висновки

Автором запропоновано узагальнені моделі стеганографічних перетворень інформації, які на відміну від існуючих, враховують особливості проведення пасивних атак, що застосовує злоумисник при стеганографічному аналізі. Використання даних моделей при розробці стеганографічних методів та засобів дозволяє підвищити стійкість до пасивних атак в комп'ютерних системах і мережах.

Розроблено методи адаптивного вбудовування даних у сегменти зображень, що на відміну від існуючих використовують поліноміальні моделі прогнозування характеристик бінарної класифікації при стегоаналізі, які є окремими випадками поліному Колмогорова-Габора. Це дозволяє забезпечити стійкість до пасивних атак при вбудовуванні значного обсягу таємних даних.

### Література

1. Золотавкін Є. А. Детектування таємного вмісту у стиснених фрактальним алгоритмом зображеннях / А. С. Васюра, Є. А. Золотавкін // Наукові праці Вінницького національного технічного університету. – Вінниця, 2008. – № 3. – С.1-9. – Режим доступу до журн. : [http://www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2008-3/2008-3.files/uk/08asvbf\\_a\\_ua.pdf](http://www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2008-3/2008-3.files/uk/08asvbf_a_ua.pdf).
2. Bartlett P. Generalization performance of support vector machines and other pattern classifiers / P. Bartlett, J. Shawe-Taylor // Advances in Kernel Methods, 1998. – P. 166-178.
3. Smola A. A tutorial on support vector regression / A. Smola, B. Schoelkopf // Tech. Rep. Neuro., 1998. – P. 455-467.
4. Ивахненко А. Г., Мюллер Й. А. Самоорганизация прогнозирующих моделей / А. Г. Ивахненко, Й. А. Мюллер.– К.: Техника, 1985. – 219 с.
5. Ивахненко А. Г. Метод группового учета аргументов-конкурент метода стохастической аппроксимации / А. Г. Ивахненко // Автоматика, 1968. – № 3. – С. 57-73.
6. Грузман И.С. Цифровая обработка изображений в информационных системах / И.С. Грузман, В.С. Киричук, В.П. Косых, Г.И. Перетягин, А.А.Спектор. – Новосибирск. 2000. – 166 с.
7. Оппенгейм А. Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм, Р. Шафер. – М.: Техносфера, 2006. – 856 с.
8. Лесин В. В. Основы методов оптимизации / В. В. Лесин, Ю. П. Лисовец. – М.: Изд-во Московск. авиацион. института, 1998. – 344 с.

Надійшла до редакції  
8.10.2009 р.

## МОДЕЛІ АДАПТИВНОГО ШАБЛОННОГО ВБУДОВУВАННЯ ДАНИХ У ВЕЙВЛЕТ-КОЕФІЦІЄНТИ ЗОБРАЖЕНЬ З УРАХУВАННЯМ АКТИВНИХ СТЕГANOГРАФІЧНИХ АТАК

Запропоновано моделі адаптивного шаблонного вбудовування даних з урахуванням активних стеганографічних атак. Запропоновано методи бінарної інтерпретації вейвлет-коефіцієнтів. Запропоновано методи шаблонного вбудовування даних у вейвлет-коефіцієнти з використанням кодів БЧХ.

**Models of adaptive matrix embedding considering active steganographical attacks have been proposed. Methods for wavelet coefficients binary interpretation have been proposed which allow different parameters tuning for better results. Methods for matrix embedding using BCH coding have been proposed which require less time for operation.**

Ключові слова: Стеганографічний захист, активні атаки, бінарна інтерпретація, коди БЧХ.

### Вступ

Стеганографічний захист інформації передбачає забезпечення стійкості до одного з видів активних або пасивних атак [1]. Серед факторів, що впливають на характеристики стегозображення, які важливі для забезпечення стійкості до активних стеганографічних атак, є: вибір початкового зображення, бінарна інтерпретація значень коефіцієнтів базисних перетворень та шаблонне вбудовування.

З аналізу особливостей сучасних методів стеганографії зображень випливає необхідність їх комплексного врахування з метою підвищення стеганографічного захисту інформації від активних атак в комп'ютерних системах і мережах (КСМ). Комплексне врахування особливостей процесу вбудовування даних у зображення зокрема досягається шляхом розробки узагальненої моделі процесу вбудовування [2].

### Модель адаптивного шаблонного вбудовування даних

Узагальнений процес адаптивного вбудовування даних у зображення можна представити як послідовність взаємопов'язаних перетворень. З метою опису взаємозв'язків між зазначеними перетвореннями автор пропонує використати теоретико-множинний підхід.

Врахування зворотних зв'язків між перетвореннями дозволяє отримати модель процесу адаптивного вбудовування даних у зображення, яку можна описати такою сукупністю множин та перетворень:

$$AE = \{I, D, W, T, Q, B, S, Z, P, \mathcal{Q}, \mathcal{Y}, O, F_T, F_B, F_S, F_P, F_T^{-1}, F_O, F_A, f_B, f_T, f_I, f_S, f_W, f_{\mathcal{Y}}\}, \quad (1)$$

де  $I = \{I_1, I_2, \dots, I_k, \dots, I_K\}$  – множина зображень;  $K$  – кількість зображень у множині  $I$ ;  
 $D = \{D_1, D_2, \dots, D_u, \dots, D_U\}$  – множина повідомлень;  $U$  – кількість повідомлень у множині  $D$ ;  
 $W = \{W_1, W_2, \dots, W_g, \dots, W_G\}$  – множина ключів;  $G$  – кількість ключів у множині  $W$ ;  
 $T = \{T_1, T_2, \dots, T_n, \dots, T_N\}$  – множина базисних перетворень;  $N$  – кількість базисних перетворень у множині  $T$ ;  
 $Q = \{Q_1, Q_2, \dots, Q_y, \dots, Q_Y\}$  – множина результатів базисних перетворень;  
 $Y = K \times N$  – кількість результатів базисних перетворень у множині  $Q$ ;  
 $B = \{B_1, B_2, \dots, B_m, \dots, B_M\}$  – множина бінарних представлень;  $M$  – кількість різних бінарних представлень у множині  $B$ ;  
 $S = \{S_1, S_2, \dots, S_a, \dots, S_A\}$  – множина шаблонних перетворень;  $A$  – кількість різних шаблонних перетворень у множині  $S$ ;  
 $Z = \{Z_1, Z_2, \dots, Z_l, \dots, Z_L\}$  – множина шаблонів;  $L = U \times G \times A$  – кількість шаблонів у множині  $Z$ ;  
 $P = \{P_1, P_2, \dots, P_c, \dots, P_C\}$  – множина результатів бінарної інтерпретації елементів  $Q$ ;  
 $C = Y \times M$  – кількість результатів шаблонних перетворень у множині  $P$ ;  
 $\mathcal{Q} = \{\mathcal{Q}_1, \mathcal{Q}_2, \dots, \mathcal{Q}_h, \dots, \mathcal{Q}_H\}$  – множина змінених результатів базисних перетворень;  $H = Y \times M \times L \times C$  – кількість результатів базисних перетворень у множині  $\mathcal{Q}$ ;  
 $\mathcal{Y} = \{\mathcal{Y}_1, \mathcal{Y}_2, \dots, \mathcal{Y}_r, \dots, \mathcal{Y}_R\}$  – множини стегозображення;  $R = H \times N$  – кількість стегозображення у множині  $\mathcal{Y}$ ;  
 $F_T : I \times T \rightarrow Q$  – функція базисних перетворень;  $F_B : Q \times B \rightarrow P$  – функція бінарної інтерпретації елементів  $Q$ ;  
 $F_S : D \times W \times S \rightarrow Z$  – функція формування шаблонів;  
 $F_P : Q \times B \times S \times P \rightarrow \mathcal{Q}$  – функція шаблонного вбудовування даних;  $F_T^{-1} : \mathcal{Q} \times T \rightarrow \mathcal{Y}$  – функція

зворотного базисного перетворення;  $F_O : \mathbf{f}_{O_1} \times \mathbf{f}_{O_2} \times \dots \times \mathbf{f}_{O_j} \times \dots \times \mathbf{f}_{O_V} \rightarrow \mathbf{O}$  – функція комплексного оцінювання стеганографічної таємності;  $\mathbf{f}_{O_j}$  – множина комплексних оцінок  $j$ -го параметра,  $\Omega_j : \mathbf{I} \times \mathbf{f}_{O_j} \rightarrow \mathbf{f}_{O_j}$  – функція оцінювання  $j$ -го параметра;  $\mathbf{O} = \{O_1, O_2, \dots, O_v, \dots, O_V\}$  – множина значень комплексних оцінок;  $V$  – кількість можливих варіантів комплексних оцінок;  $F_A : \mathbf{O} \rightarrow \mathbf{x}$  – функція адаптації, де  $\mathbf{x} = \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ ;  $f_B(x, m) = \begin{cases} m, & \text{якщо } x \neq 1; \\ m^*, & \text{якщо } x = 1, \end{cases}$  – функція вибору бінарних представлень, де  $m^*$  – номер наступного бінарного представлення у множині  $\mathbf{B}$ ;  $f_T(x, n) = \begin{cases} n, & \text{якщо } x \neq 2; \\ n^*, & \text{якщо } x = 2, \end{cases}$  – функція вибору базисних перетворень, де  $n^*$  – номер наступного базисного перетворення у множині  $\mathbf{T}$ ;  $f_I(x, m) = \begin{cases} k, & \text{якщо } x \neq 3; \\ k^*, & \text{якщо } x = 3, \end{cases}$  – функція вибору зображення, де  $k^*$  – номер наступного зображення у множині  $\mathbf{I}$ ;  $f_S(x, a) = \begin{cases} a, & \text{якщо } x \neq 4; \\ a^*, & \text{якщо } x = 4, \end{cases}$  – функція вибору шаблонного перетворення, де  $a^*$  – номер наступного шаблонного перетворення у множині  $\mathbf{S}$ ;  $f_W(x, g) = \begin{cases} g, & \text{якщо } x \neq 5; \\ g^*, & \text{якщо } x = 5, \end{cases}$  – функція вибору ключа, де  $g^*$  – номер наступного ключа у множині  $\mathbf{W}$ ;  $f_R(x, r) = \begin{cases} \emptyset, & \text{якщо } x \neq 6; \\ r, & \text{якщо } x = 6, \end{cases}$  – функція вибору стегозображення, де  $\emptyset$  – відсутність зображення.

Моделі, що описуються виразом (1) відповідає структурна модель процесів адаптивного вбудовування даних у зображення, яку наведено на рис. 1.

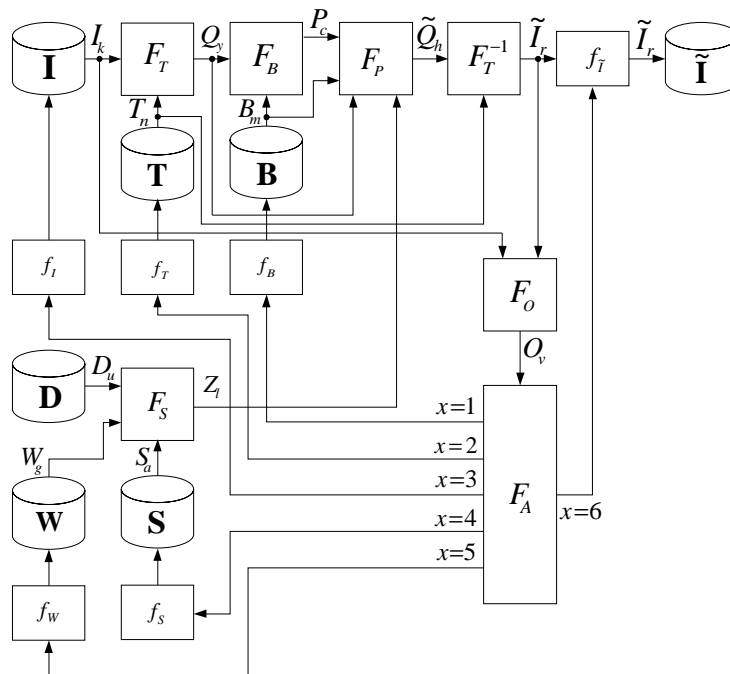


Рис. 1. Структурна модель процесу адаптивного вбудовування даних у зображення

Використання розроблених узагальнених моделей та методів вбудовування даних у зображення дозволяє покращити характеристики вбудовування за рахунок комплексного врахування взаємозв'язків між складовими процесу вбудовування.

**Методи бінарної інтерпретації коефіцієнтів вейвлет-перетворення**

Сучасні тенденції використання базисних перетворень в галузі обробки зображень визначають широке використання вейвлет-перетворень [3], що обумовлено значними



перевагами: менша складність обробки (наприклад, у порівнянні з ДКП), явний розподіл коефіцієнтів на низькочастотну та високочастотну складові. Тому використання вейвлет-перетворень у стеганографії зображень є перспективним [4, 5].

При виконанні вейвлет-перетворення початкове зображення  $I$ , представляється матрицею  $\mathbf{I}$ , розмірністю  $n \times n$ , елементами якої є  $p_{i,j}$  – числові значення інтенсивності пікселів зображення (у подальшому для спрощення використовуватиметься – значення пікселів), розкладається на вейвлет-коефіцієнти, що представлені вектором  $\mathbf{K}'$ :

$$\mathbf{K}' = \mathbf{I}' \times \mathbf{F},$$

де  $\mathbf{I}'$  – вектор із  $n^2$  значень пікселів отриманих з матриці  $\mathbf{I}$ ,  $\mathbf{F}$  – матриця розмірністю  $n^2 \times n^2$ , що описує вейвлет-фільтр двовимірного перетворення. Як фільтр  $\mathbf{F}$  може бути використано будь-який з відомих ортогональних фільтрів. У результаті перетворення вектора  $\mathbf{K}'$  у квадратну матрицю  $\mathbf{K}$ , остання матиме вигляд:

$$\mathbf{K} = \begin{vmatrix} k_{1,1} & k_{1,2} & \mathbf{K} & k_{1,n} \\ k_{2,1} & k_{2,2} & \mathbf{K} & k_{2,n} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ k_{n,1} & k_{n,2} & \mathbf{K} & k_{n,n} \end{vmatrix},$$

що представлено схемою розташування коефіцієнтів у матриці  $\mathbf{K}$  однорівневого двовимірного вейвлет-перетворення (рис. 2) внаслідок проходження по вертикалі і горизонталі через високочастотний фільтр ( $H$ ) і низькочастотний фільтр ( $L$ ).

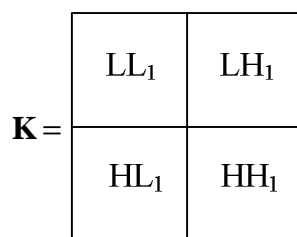


Рис. 2. Схема розташування коефіцієнтів у матриці  $\mathbf{K}$  однорівневого двовимірного вейвлет-перетворення

На схемі

$$LL_1 = \begin{vmatrix} k_{1,1} & k_{1,2} & \mathbf{K} & k_{1,n/2} \\ k_{2,1} & k_{2,2} & \mathbf{K} & k_{2,n/2} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ k_{n/2,1} & k_{n/2,2} & \mathbf{K} & k_{n/2,n/2} \end{vmatrix}$$

найбільш значущі коефіцієнти,

$$LH_1 = \begin{vmatrix} k_{1,n/2+1} & k_{1,n/2+2} & \mathbf{K} & k_{1,n} \\ k_{2,n/2+1} & k_{2,n/2+2} & \mathbf{K} & k_{2,n} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ k_{n/2,n/2+1} & k_{n/2,n/2+2} & \mathbf{K} & k_{n/2,n} \end{vmatrix}$$

вертикальне високочастотне фільтрування, до якого застосовується горизонтальне низькочастотне фільтрування,

$$HL_1 = \begin{vmatrix} k_{n/2+1,1} & k_{n/2+1,2} & \mathbf{K} & k_{n/2+1,n/2} \\ k_{n/2+2,1} & k_{n/2+2,2} & \mathbf{K} & k_{n/2+2,n/2} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ k_{n,1} & k_{n,2} & \mathbf{K} & k_{n,n/2} \end{vmatrix}$$

вертикальне низькочастотне фільтрування, до якого застосовується горизонтальне високочастотне фільтрування, де найменш значущі коефіцієнти

$$HH_1 = \begin{vmatrix} k_{n/2+1,n/2+1} & k_{n/2+1,n/2+2} & \mathbf{K} & k_{n/2+1,n} \\ k_{n/2+2,n/2+1} & k_{n/2+2,n/2+2} & \mathbf{K} & k_{n/2+2,n} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ k_{n,n/2+1} & k_{n,n/2+2} & \mathbf{K} & k_{n,n} \end{vmatrix}.$$

Зміна  $HH_1$  коефіцієнтів не призводить до значних візуальних спотворень зображення, що пояснюється їх високочастотною природою.

Надалі для зручності замінімо позицію  $(i, j)$  кожного пікселя (а також вейвлет-коефіцієнта) у вдовимірному просторі зображення порядковим номером  $l$  у послідовності пікселів (та вейвлет-коефіцієнтів):  $p_{i,j} \rightarrow p_l$  і  $k_{i,j} \rightarrow k_m$ , де  $l = (i-1)n + j$ .

З метою забезпечення вбудовування даних у вейвлет-коефіцієнти автор пропонує такий метод їх бінарної інтерпретації ( $d=const$ ):

1. Інтервал значень вейвлет-коефіцієнтів  $[k_{min}; k_{max}]$  розбивається на  $r$  – підінтервалів

$$M_1 \in [k_{min}; k_{min} + D), M_2 \in [k_{min} + D; k_{min} + 2D), \dots \\ \dots, M_q \in [k_{min} + (q-1) \cdot D; k_{min} + q \cdot D), \dots, M_r \in [k_{max} - D; k_{max}],$$

де  $D = |k_{min} - k_{max}| / r$  – ширина підінтервала.

2. Кожен  $m$ -ий коефіцієнт з  $q$ -ого підінтервалу  $M_q$ ,  $k_m \in M_q$ , однозначно інтерпретується значенням  $b_{c \text{ інтерпр. } m} \in \{0, 1\}$

$$b_{c \text{ інтерпр. } m} = \begin{cases} 0, & \text{якщо } q\text{-парне;} \\ 1, & \text{якщо } q\text{-непарне.} \end{cases}$$

За умови, що значення  $b_{c \text{ інтерпр. } m}$  певних вейвлет-коефіцієнтів не відповідає таємним даним, вбудовування елементарної частки даних (1 біт) у відповідний вейвлет-коефіцієнт відбувається шляхом його зміни на  $\Delta_{вб\ddot{y}д. m}$  (зменшення або збільшення його на величину  $\Delta_{вб\ddot{y}д.} = D / 2$ ) (рис. 3):

$$k_m^{\%} = k_m + \Delta_{вб\ddot{y}д. m},$$

де  $\Delta_{вб\ddot{y}д. m} = \begin{cases} \Delta_{вб\ddot{y}д.}, & \text{якщо } k_m \geq t_q; \\ -\Delta_{вб\ddot{y}д.}, & \text{якщо } k_m < t_q, \end{cases}$

$t_q = k_{min} + q \cdot D - D / 2$  – середина  $M_q$ -го підінтервала.

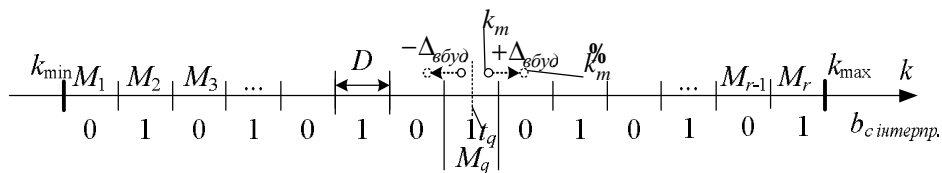


Рис. 3. Схема бінарної інтерпретації відповідно до методу  $d=const$

Вбудовування даних на основі запропонованого вище методу бінарної інтерпретації передбачає зміну вейвлет-коефіцієнтів, що, звичайно, може призвести до помітних спотворень. Однак, якщо оригінал зображення не відомий виявлення стегоканалу може бути пов'язано з зміною параметрів розподілу значень вейвлет-коефіцієнтів. Оскільки даний розподіл симетричний відносно нуля, інверсія знаків вейвлет-коефіцієнтів не змінить параметрів розподілу, тому автор пропонує такий метод їх бінарної інтерпретації ( $d=var$ ):

1. Інтервал значень вейвлет-коефіцієнтів  $[k_{min}; k_{max}]$  розбивається на 2 підінтервала:

$$M_1 \in [-k^a; -k^b], M_2 \in [k^a; k^b].$$

2. Кожен з підінтервалів однозначно інтерпретується 0 або 1

$$b_{v \text{ інтерпр. } m} = \begin{cases} 0 & \text{якщо } k_m \in M_1; \\ 1 & \text{якщо } k_m \in M_2. \end{cases}$$

За умови, що значення  $b_{v \text{ інтерпр. } m}$  певних вейвлет-коефіцієнтів не співпадає з тасмним даним, вбудовування елементарної частки даних у відповідний вейвлет-коефіцієнт відбувається таким чином (рис. 4):

$$k_m^{\%} = (-1) \cdot k_m \text{ якщо } k_m \in M_1 \text{ або } k_m \in M_2.$$

При вбудовуванні даних з використання методу бінарної інтерпретації  $d=\text{var}$  необхідно змінити знак вейвлет-коефіцієнтів з множини  $\mathbf{S}$ . За умови, що множина  $\mathbf{S}$  містить вейвлет-коефіцієнти, для яких значення за модулем є достатньо великим, зміна знаку призведе до значних спотворень.

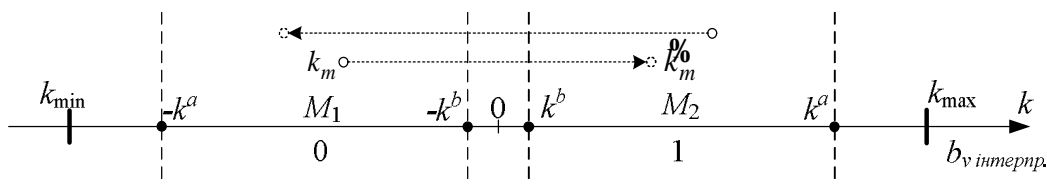


Рис. 4. Схема бінарної інтерпретації відповідно до методу  $d=\text{var}$

### Методи шаблонного вбудовування на основі кодів Боуза-Чоудхурі-Хоквінгхема

Загальна модель адаптивного шаблонного вбудовування даних у зображення, передбачає застосування шаблонних методів для вбудовування тасмних даних, що обумовлено можливістю обирати необхідне співвідношення між питомим показником змін та робастністю. Тому з метою забезпечення вимог вбудовування запропоновано методи шаблонного вбудовування даних, що використовують методи кодування на основі кодів Боуза-Чоудхурі-Хоквінгхема (БЧХ).

При вбудовуванні даних важливе значення для забезпечення тасмності, робастності та високої пропускну здатності мають методи шаблонної інтерпретації та вбудовування. На відміну від методів бінарної інтерпретації, методи шаблонної інтерпретації дозволяють інтерпретувати послідовності бінарних значень, отриманих за допомогою методів бінарної інтерпретації.

З метою вбудовування даних у послідовність бінарних значень пропонується шаблонний метод вбудовування, заснований на синдромному кодуванні з використанням кодів БЧХ [6], де кожен елемент в кожному блоці довжиною  $n$ , може використовуватися для вбудовування. В загальному можна виділити дві мети вбудовування:

- перша полягає в знаходженні оптимального рішення відповідно кількості внесених змін;
- друга полягає в знаходженні найшвидшого підходящого рішення.

Пропонується розглянути різні підходи засновані на використанні матриці перевірки  $\mathbf{H}_{k \times n}$ , де  $k$  – довжина синдрому, та твірному поліномі  $g(x)$ . В загальному метою синдромного кодування є мінімізація середньої кількості внесених змін при вбудовуванні  $R_a$ . Успішність максимізації питомого показника змін  $e = k/R_a$  також залежить від показника  $v = n/k$ .

Нехай БЧХ код  $(n, l, f_k)$ , де  $l = n - k$  та  $f_k$  – кількість помилок, що виправляються, представлено як звичайний циклічний код, що повністю визначається твірним поліномом  $g(x)$ . Отже  $n$  – це довжина коду,  $l$  – кількість інформаційних бітів, а  $k$  – кількість перевірючих бітів. Мінімальна відстань за Хеммінгом  $d_{\min}$  описує найменшу кількість позицій, що відрізняють кожне кодове слово від будь-якого іншого кодового слова. Максимальна кількість помилок, що виправляються  $f_k$  пов'язано з  $d_{\min}$  таким співвідношенням  $f_k = \lfloor (d_{\min} - 1) / 2 \rfloor$ . Звичайно зрозуміло, що для виправлення більшої кількості помилок  $f_k$  необхідна більша кількість перевірючих бітів  $k$ .

З метою визначення  $g(x)$  необхідно використовувати модулюючий поліном  $m(x)$ , який повинний бути нескорочуваний або навіть примітивний. Якщо  $m(x)$  є примітивний визначається  $n = 2^{k_1} - 1$ , де  $k_1 = \text{degree}(m(x))$ , код отриманий на основі такого примітивного поліному  $m(x)$  називається примітивним БЧХ кодом. Якщо  $m(x)$  не примітивний то необхідно знайти таке  $n$ , щоб виконувалася умова  $n \mid (2^{k_1} - 1)$ .

Також можливо описати код БЧХ за допомогою перевірючої матриці  $\mathbf{H}_{k \times n}$ , проте існує

декілька способів визначення  $\mathbf{H}_{k \times n}$  за допомогою  $g(x)$ . Необхідно відмітити, що усі способи визначення  $\mathbf{H}_{k \times n}$  є допустимими та вибір одного з способів не впливає на якість коду.

В теорії кодування передбачається, що кодове слово  $\mathbf{a}$  під час передачі трансформується в кодове слово  $\mathbf{b}$  відповідно до шаблону випадкових помилок  $\mathbf{f}$ . Тому для виявлення помилок використовується синдром  $\mathbf{s} = \mathbf{H}_{k \times n} \cdot \mathbf{b}^T$  довжиною  $k$ . Якщо  $\mathbf{s} \neq \mathbf{0}$  метою теорії кодування є модифікація отриманої послідовності  $\mathbf{b}$ , таким чином, щоб  $\mathbf{H}_{k \times n} \cdot \mathbf{b}_{корг.}^T = \mathbf{0}$ .

В стеганографічних системах використовується підхід, що полягає в поділі контейнера на фрагменти  $\mathbf{a}$  довжиною  $n$  та поділі повідомлення на фрагменти  $\mathbf{emb}$ , довжиною  $k$ . Тоді метою вбудовування є модифікація  $\mathbf{a}$  з найменшими змінами так, щоб виконалась наступна умова

$$\mathbf{s} = \mathbf{H}_{k \times n} \cdot (\mathbf{a} \oplus \mathbf{f})^T = \mathbf{H}_{k \times n} \cdot \mathbf{b}^T.$$

Такий підхід синдромного кодування відомий як шаблонне вбудовування [7].

З метою досягти максимального питомого показника змін  $e$  необхідно мінімізувати середню кількість змін  $R_a$  внесених при вбудовуванні. Отже необхідно знайти таку послідовність, щоб відстань  $\mathbf{f}$  між  $\mathbf{a}$  та  $\mathbf{b}$  була мінімальна.

Для кодів Хеммінга  $f_k = 1$ , це можливо шляхом простого додавання XOR синдрому  $\mathbf{s} = \mathbf{H}_{k \times n} \cdot \mathbf{a}^T$  та  $\mathbf{emb}$ . Таким чином результат відповідає позиції біта у послідовності  $\mathbf{a}$ . Однак це можливо лише для досконалих кодів тобто для яких  $n = 2^k - 1$ . В цьому особливому випадку, якщо результат  $\neq \mathbf{0}$  необхідно змінити лише один біт. Таким чином вага  $W$  послідовності  $\mathbf{f}$  складає максимум 1. Результуюча послідовність  $\mathbf{b}$  має задовольняти  $\mathbf{H}_{k \times n} \cdot \mathbf{b}^T = \mathbf{emb}$ .

Однак для скорочених кодів  $f_k = 1$  або для кодів  $f_k > 1$  необхідно використовувати іншу стратегію для пошуку послідовності  $\mathbf{f}$  з мінімальною вагою. Також необхідно відмітити, що існує  $2^k$  можливих синдромів (а отже  $2^k$  можливостей послідовностей  $\mathbf{emb}$ ) та  $2^n$  можливих послідовностей  $\mathbf{f}$ , що відповідають  $2^k$  незалежним синдромам, яким відповідають косети – множини векторів змін. Отже, кожен косет складається з  $2^n / 2^k = 2^l$  послідовностей  $\mathbf{f}$ , де послідовності з мінімальною вагою за Хеммінгом  $W$  відповідає лідеру косета і вибирається для вбудовування.

Пошук лідера косета є NP складною задачею, що вимагає повного перебору. Цей процес можна прискорити за допомогою спеціальних таблиць пошуку оптимального рішення. Для кожного косета зберігаються  $2^l$  послідовностей, що відповідають єдиному  $\mathbf{emb}$ . Це зменшує складність, оскільки необхідно розглянути  $2^l$  послідовностей. Однак даний підхід є обмеженим в застосуванні оскільки він вимагає значного обсягу зберігання даних.

Вбудовування шляхом пошуку лідера косета, є занадто складним особливо коли параметри коду зростають, тому автор пропонує евристичний підхід, що базується на використанні  $\mathbf{H}_{k \times n}$  особливої структури, де стовпчики визначаються  $\text{mod}(x^i, g(x))$ , ( $i = 0, 1, \dots, (n-1)$ ). В такому випадку перевірна матриця буде  $\mathbf{H}_{k \times n} = [\mathbf{C}^T \mathbf{I}_k]$ , що відповідає систематичному коду, де  $\mathbf{C}^T$  перетворює  $l$  інформативних бітів, а матриця  $\mathbf{I}_k$  є одиничною матрицею, яка перетворює  $k$  перевірочних бітів.

За умови, що перевірна матриця, є систематичною, процес вбудовування можна описати наступним чином: розглянемо  $\mathbf{a} = [\mathbf{a}_l \mathbf{a}_k]$ , знайдемо послідовність  $\mathbf{f}$  довжини  $l$  (лідер косету довжини  $l$ ) такий, що

$$\mathbf{s} = \mathbf{H}_{k \times n} \cdot ((\mathbf{a}_l \oplus \mathbf{f}) \mathbf{a}_k)^T,$$

для якого вага  $(w(\mathbf{f}) + w(\mathbf{s} \oplus \mathbf{emb}))$  є мінімальною. Таким чином, необхідно порівняти результати для усіх  $2^l$  послідовностей  $\mathbf{f}$ .

Шляхом накладання  $\mathbf{s}$  на  $\mathbf{emb}$  визначаємо додаткові біти з  $k$  бітів послідовності  $\mathbf{a}_k$ , які мають бути змінені. В результаті отримаємо послідовність  $\mathbf{b}$ , яка задовольняє  $\mathbf{H}_{k \times n} \cdot \mathbf{b}^T = \mathbf{emb}$ .

Звичайно даний підхід не забезпечує мінімальної кількості внесених змін, а отже є дещо

гіршим з класичним підходом. Однак все ж він дозволяє вбудовувати з меншою складністю за коротший час.

Однак, якщо використовувати перевірочну матрицю особливої структури, можливо прискорити процес пошуку рішення, це дозволяє вбудовувати швидше і з меншою складністю. Однак забезпечує менший питомий показник змін ніж за умови повного перебору.

Нехай наряду з векторно-матричним позначенням послідовностей бінарних символів будемо використовувати їх позначення, що передбачає поліноміальне представлення (наприклад, послідовність  $\mathbf{b}$  та відповідний їй поліном  $b(x)$ ).

Визначення синдрому  $\mathbf{s}$  в теорії кодування полягає в діленні поліному  $b(x)$  на поліном  $g(x)$  з метою аналізу остачі. Якщо  $b(x)$  ділиться без остачі, то отримана послідовність є кодовим словом, в іншому випадку – виявлено помилки.

У стеганографічних системах для вбудовування таємного повідомлення використовується остача. Нехай  $\mathbf{a}$  визначається  $[\mathbf{a}_1 \mathbf{a}_k]$ .

На першому кроці процесу вбудовування виконується ділення  $a(x)$  на  $g(x)$  в результаті чого отримуємо синдром  $\mathbf{s}$  довжиною  $k$  тобто:

$$s(x) = a(x) \bmod g(x). \quad (2)$$

З метою вбудовування  $\mathbf{emb}$  в  $\mathbf{a}$  накладаємо  $\mathbf{s}$  на  $\mathbf{emb}$ , за допомогою оператора  $XOR$ . Позиції одиниць відповідають позиціям, що мають бути зміннені:

$$\mathbf{b}_k = \mathbf{a}_k \oplus (\mathbf{s} \oplus \mathbf{emb}),$$

де  $\mathbf{b} = [\mathbf{b}_1 \mathbf{b}_k]$  та  $\mathbf{b}_l = \mathbf{a}_l$ .

В результаті отримаємо бажану властивість  $s(x) = b(x) \bmod g(x) = \mathbf{emb}$ .

Використовуючи даний підхід, можуть бути внесені зміни лише в  $k$  перевірочних бітів послідовності довжиною  $n$ .

Даний підхід дозволяє вбудовувати швидко, використовуючи лише декілька операцій  $XOR$ . Однак через те, що даний алгоритм не завжди спроможний знайти найкраще рішення, питомий показник змін  $e$  не є найкращим.

Як було вище зазначено, не можливо досягти максимального питомого показника змін за допомогою синдромного кодування, що базується на використанні  $g(x)$ , однак існують можливості покращити питомий показник змін шляхом внесення змін також в фрагмент  $\mathbf{a}_l$ , таким чином автор пропонує не обмежуватися лише зміною бітів серед  $k$  перевірочних бітів, а також змінювати інформаційні біти  $\mathbf{a}_l$ .

Запропонований евристичний підхід потребує  $l$  обчислювальних кроків на кожному кроці  $i$  ( $i = 1, 2, \dots, l$ ) виконується зміна з одного  $l$  інформаційних бітів в  $\mathbf{a}_l$  та визначається  $\mathbf{s}_i$ , як зазначено в формулі (3.1). Далі обчислюється вага  $(\mathbf{s}_i \oplus \mathbf{emb})$  з метою пошуку комбінації з мінімальною вагою за Хеммінгом. Загальна кількість бітів, які необхідно змінити (враховуючи один біт з  $l$  бітів послідовності  $\mathbf{a}_l$ ) обчислюється наступним чином:

$$w_1 = \min_{i=1}^l (w(\mathbf{s}_i \oplus \mathbf{emb}) + 1).$$

За умови, що  $w_1$  менше  $w_2 = w(\mathbf{s} \oplus \mathbf{emb})$  (що обчислюється відповідно до формули (2) без модифікації  $\mathbf{a}_l$ ) виконується зміна лише  $w_1$  бітів. В іншому випадку використовується основний метод та змінюється  $w_2$  бітів.

В результаті питомий показник змін може бути значно підвищено. У більш ніж 2/3 випадків з усіх можливих  $2^k$  випадків різних послідовностей  $\mathbf{emb}$  вдалося підвищити питомий показник змін.

У якості міри складності автор пропонує використовувати кількість операцій  $XOR$ , що необхідні для визначення бітів, які мають бути зміннені з метою вбудовування. Однак менша складність завжди призводить до меншого питомого показника змін  $e$  оскільки не існує ефективних алгоритмів декодування, що дозволяють знайти лідер косета.

В табл. 1 наведено необхідну кількість операцій  $XOR$  для вбудовування  $\mathbf{emb}$  довжиною  $k$  у  $n$  бітів для всіх розглянутих методів. Оскільки ділення поліномів складається з певної кількості операцій  $XOR$ , то метод, що базується на твірному поліномі  $g(x)$  можна легко порівняти, з методом що базується на перевірочній матриці.

**Складність вбудовування**

Методи вбудовування	Теоретична кількість операцій XOR	Кількість операцій XOR для коду (15,7,2)
$\mathbf{H}_{k \times n}$ , класичний	$((k \cdot n)n + k)2^n$	59244544
$\mathbf{H}_{k \times n}$ , класичний (з використанням таблиць)	$n \cdot 2^l$	1920
$\mathbf{H}_{k \times n} = [\mathbf{C}^T \mathbf{I}_k]$	$((k \cdot l)l + k)2^l$	51200
$g(x)$ , основний	$l(k+1) + k$	71
$g(x)$ , евристичний	$l + (l(k+1) + k)(l+1)$	575

Як видно з табл. 1? вбудовування з використання синдромного кодування  $g(x)$ , оцінюється найменшою складністю за кількістю операцій. Пошук оптимального рішення, тобто пошук лідера косету за допомогою класичного підходу, що базується на  $\mathbf{H}_{k \times n}$ , є найбільш складним, однак дозволяє зменшити складність використовуючи спеціальні таблиці. Однак, необхідно зауважити, що використання зазначених таблиць вимагає значних обсягів пам'яті. Отже очевидно необхідно знайти підходяще рішення даної проблеми.

Відповідно до табл. 1 використовуючи  $g(x)$  дозволяє досягти найкращого результату. Однак, невелика складність вбудовування є лише однією з цілей в стеганографічних системах. Інший аспект, що має бути розглянуто це питомий показник змін.

Таким чином необхідно порівняти середню кількість змін вбудовування  $R_a$ , що безпосередню впливають на питомий показник змін  $e = k/R_a$ , на деяких прикладах для різних методів синдромного кодування, що використовують  $g(x)$  (табл. 2).

Таблиця 2

**Середня кількість змін вбудовування  $R_a$**

$(n, l, f_k)$ - код	$R_a - g(x)$ , основний	$R_a - g(x)_h$ , евристичний	$R_a - \mathbf{H}_{k \times n}$ , класичний	$\frac{R_a - \mathbf{H}_{k \times n}}{R_a - g(x)_h}$
(7, 4, 1)	1.5	0.875	0.875	100.0%
(15, 11, 1)	2.0	0.398	0.398	100.0%
(31, 26, 1)	2.5	0.969	0.964	99.5%
(15, 7, 2)	4.0	2.683	2.461	91.7%
(31, 21, 2)	5.0	2.843	2.482	87.3%
(17, 9, 2)	4.0	2.516	2.324	92.4%
(23, 12, 3)	5.5	3.429	2.853	83.2%

Як видно з табл. 2, використання розробленого евристичного методу забезпечує вбудовування з кількістю змін, що практично не відрізняє від кількості змін, який вносить метод повного перебору. Однак, за умови використання непримітивних кодів БЧХ (17, 9, 2) та (23, 12, 3) кількість змін, що вносяться при вбудовуванні з використанням евристичного методу є дещо більшим. З іншого боку, значною перевагою евристичного методу є те, що він дозволяє вбудовувати до 105 разів швидше, досягаючи при цьому майже однакового з класичним методом питомого показника змін. Різниця між питомих показником змін проявляється внаслідок використання більш довгих кодів та залежить від їх параметрів.

**Висновки**

Запропоновано моделі адаптивного шаблонного вбудовування даних у вейвлет-коефіцієнти, що на відміну від існуючих враховують вимоги стеганографічної стійкості до активних атак. Це дозволяє підвищити стійкість при вбудовуванні даних у вейвлет-коефіцієнти. Запропоновано методи бінарної інтерпретації вейвлет-коефіцієнтів, що за рахунок зміни параметрів бінарної інтерпретації дозволяють вбудовувати дані у вейвлет-коефіцієнти з різним рівнем спотворень та різним рівнем стійкості до активних атак. Запропоновано методи шаблонного вбудовування на основі кодів БЧХ, що на відміну від існуючих, вимагають незначних обчислювальних витрат при вбудовуванні і забезпечують високий питомий показник змін, що сприяє підвищенню стійкості до активних атак.

Література

1. Конахович Г. Ф. Компьютерная стеганография. Теория и практика / Г. Ф. Конахович, А. Ю. Пузыренко. – К.: МК-Пресс, 2006. – 288с.
2. Девянин П.Н. Модели безопасности компьютерных систем: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / Петр Николаевич Девянин. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 144 с.
3. Оппенгейм А. Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм, Р. Шафер. – М.: Техносфера, 2006. – 856 с.
4. Лукічов В.В. Метод шаблонного вбудовування даних у вейвлет коефіцієнти на основі критерію стеганографічної стійкості / В.В. Лукічов, А.С. Васюра // Наукові праці Вінницького національного технічного університету. – Вінниця, 2009. – №1. – Режим доступу до журн.: [http://nbuv.gov.ua/e-journals/VNTU/2009-1/2009-1.files/uk/09asvoss\\_ua.pdf](http://nbuv.gov.ua/e-journals/VNTU/2009-1/2009-1.files/uk/09asvoss_ua.pdf).
5. Lukichov V. Improvement of Pattern Hiding Method of Data Application in JPEG-Files / V. Lukichov, A. Vasyura, Y. Zolotavkin // Proceeding 42nd Annual Conference 2008 IEEE International Carnahan Conference on Security Technolog, 2008. – P. 69-75.
6. Злотник Б. М. Помехоустойчивые коды в системах связи / Б. М. Злотник. – М.: Радио и связь, 1989. – 232с.
7. Кларк Д. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / Д. Кларк, Д. Кейн. – М.: Радио и связь, 1987. – 392с.

Надійшла до редакції  
10.10.2009 р.

УДК 531.7

**Т.С. МИЦАЙ**

Национальный авиационный университет, г. Киев

**СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ  
УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЯМИ МОБИЛЬНОГО РОБОТА**

Рассматривается структура интеллектуальной системы управления движениями мобильного робота, которая состоит из трех уровней. Первый и второй уровень для планирования движений робота используют методы искусственного интеллекта. Третий уровень представлен совокупностью независимых адаптивных подсистем управления исполнительными механизмами робота для обеспечения физического движения.

**We consider the structure of motor intellectual control system for mobile robot, which consists of three levels. The first and the second level for robot's movement use artificial intelligence methods. The third level is represented by a set of independent subsystems of the adaptive control of mechanism robot's mechanism for the robot's physical motion.**

Ключевые слова: мобильный робот, интеллектуальная система управления, уравнение движения, траектория движения.

**Key words: mobile robot, intelligent control system, the equation of motion, mechanical trajectory**

**Введение**

В настоящее время задача построения робота с высокоразвитым интеллектом сводится к построению реальной машины, способной не только обрабатывать информацию, но и выполнять различные материальные операции по перемещению грузов при обходе траектории с препятствиями [1].

В статье рассматривается задача планирования пути для движущегося без проскальзывания автоматического мобильного робота (МР) с обходом препятствий.

В этом случае к МР выдвигают ряд требований: наличие исполнительных органов; аппарата движения и сопротивления; программно-алгоритмический комплекс по переработке информации; естественность движения и поведения.

Аппаратом движения является совокупность электродвигателей МР. Для электродвигателей МР основная задача – программное управление частотой вращения (частный случай поддержания заданной величины), набор скорости из состояния покоя и торможение. При этом решаются вопросы оптимизации переходных процессов: минимальное время перерегулирования, точность отработки входных воздействий, устойчивость. Эти задачи рассматриваются теорией автоматического регулирования и достаточно хорошо исследованы для процессов с известными и малоизменяющимися параметрами, но МР функционирует в неизвестных или изменяющихся условиях внешней среды, поэтому эти модели управления становятся не эффективными.

Повысить их эффективность можно за счет точного прогноза параметров модели управления и подстройки этих параметров во время движения. Это может сделать только система с элементами распознавания текущей обстановки, обладающая памятью о прошлых состояниях среды и МР, способная к обучению и адаптации, т.е. обладающая элементами

искусственного интеллекта.

### Анализ последних исследований и публикаций

Анализ известных исследований в этой области показал, что данной проблеме посвящены труды многих ученых. Так, в [2] предлагается архитектура системы управления для мобильных роботов. Она основывается на достижении цели управления путем совместного применения классических методов представления и обработки знаний и нейронных сетей для распознавания и кластеризации образов.

В работе [3] рассматривается задача построения системы автоматического обхода препятствий мобильным роботом, оборудованной системой сканирования пространства. Также предлагается способ дистанционного управления МР, основанный на выборе оптимальной последовательности команд.

Проблема управления МР в условиях неопределенности [4] решается построением процедуры обучения, приводящей МР в заданную окрестность цели и определить координаты этой окрестности. Используется эффект накопления ошибок, приводящий к вырождению зоны поиска цели. Это позволяет уточнить исходную информацию и скомпенсировать ошибки так, чтобы исключить вырождение зоны поиска цели.

### Постановка задачи

Разработать трехуровневую иерархическую структуру интеллектуальной системы управления мобильного робота и определить его функциональные возможности.

### Решение задачи

Перед интеллектуальной системой управления (ИСУ) ставится главная задача – физическая реализация различных движений МР, инициируемых внешними системами управления роботом и самой ИСУ, с адекватной реакцией на неконтролируемые изменения внешней среды и непредвиденный дрейф параметров самого робота вследствие самоорганизации. Система включает самопрограммирование движений, самообучение распознавания обстановки, а также (в случае необходимости) самодиагностику и ремонт [5].

Для выполнения главной задачи ИСУ во время функционирования необходимо решать множество дополнительных задач, взаимодействующих между собой. Анализ этих задач и специфика управления МР привели к построению системы управления в виде трехуровневой иерархической структуры (рис. 1).



Рис. 1. Структура интеллектуальной системы управления мобильным роботом



На первом уровне ИСУ принимает решения о возможности или невозможности совершить движение, определяет состав электромеханических устройств (ЭМУ), которые привлекаются для совершения движения, и строит общий план движения (маневра). На втором уровне формируются программы управления ЭМУ, определяются их модели управления, распознается сложившаяся ситуация, производится самообучение. На третьем уровне формируются управляющие воздействия для выполнения движений оптимальным образом: за минимальное время, с заданной точностью, качеством переходных процессов и др. с необходимой подстройкой (адаптацией) моделей управления ЭМУ.

Так как структура ориентирована на реализацию перемещений МР в реальном времени, то в ней взаимодействие между уровнями происходит по ограниченному количеству параметров движения: линейной скорости  $V$ ; координатам положения  $X, Y, Z$ ; угловых скоростей колес и двигателей  $\omega$ .

От системы управления верхнего уровня (внешней ЭВМ) поступает текущая цель движения, или движений, в виде параметров  $X_r, Y_r, Z_r$  или параметров, определенных относительно препятствия  $X_0, Y_0, Z_0$ .

Управление движениями осуществляется следующим образом. В блок 4 поступает запрос на выполнение движения МР (перемещение МР в рабочем пространстве, расположение рабочего органа навесного оборудования или выполнения этих действий одновременно). По данным блоков 1, 2 и 3 о текущем расположении МР и препятствий движению в рабочем пространстве, а также информации второго и третьего уровней управления, в блоке 4 определяется возможность или невозможность выполнения заданного движения. В случае положительного решения вычисляются координаты точек траектории, завершающейся в целевой точке  $X_r, Y_r, Z_r$ . Эти координаты передаются на второй уровень в блок 6.

В блоке 6 по поступившим координатам и знаниям о свойствах текущего рабочего пространства МР и расположении в нем неподвижных препятствий, а также знаниям о том, как эта цель достигалась в прошлом, определяется желаемая линейная скорость  $V_{жс}$  и желаемый угол поворота  $q_{жс}$  рулевого устройства (при его наличии) для следующей точки траектории. Для этого используется информация, которая поступает от системы навигации  $X_p, Y_p, Z_p$  или подсистемы определения положения МР относительно препятствия  $X_0, Y_0, Z_0$ , а также знания, которые были накоплены в блоке 5 экспертами при проектировании системы и за период функционирования МР. В случае отсутствия подсистем навигации и подсистемы определения положения относительно препятствий подсистема планирования текущей траектории использует собственный вычислитель пути для определения координат своего положения по данным датчиков вращения колес, двигателей или специальных датчиков пройденного расстояния.

Если осуществлен расчет  $V_{жс}$  и  $q_{жс}$ , в блоке 5 по информации от систем верхнего уровня и внутреннего состояния МР осуществляется распознавание текущей ситуации и выбор адаптивных моделей управления ЭМУ, адекватных текущей ситуации. Эти модели поступают в блок 8.

В блоке 8 осуществляется расчет угловых скоростей двигателей  $W_{1жс}, \dots, W_{nжс}$ , которые принимают участие в движении. Последовательность  $W_{1жс}, \dots, W_{nжс}$  во времени представляет программу управления соответствующим двигателем (двигателями) и сохраняется в блоке 5. Таким образом, в блоке 5 накапливаются программы движений, которые система использует в случае отсутствия или неработоспособности подсистем навигации. Кроме этого, к множеству этих программ входят программы маневров (разворотов и движений) в ограниченном пространстве, которые не описываются гладкими непрерывными траекториями.

Вычисленные угловые скорости поступают в блок 9 третьего уровня, задачей которого есть формирование управляющих воздействий  $m_{0и}, \dots, m_{ni}$  на все двигатели, которые принимают участие в движении. Блок 9 реализует функции параметрических адаптивных автоматических систем управления, которые следят за угловой скоростью колес или двигателей. В случае, если возмущения выходят за допустимые пределы, для принятия решения о дальнейшем управлении происходит обращение к системе планирования текущей траектории на втором уровне или к подсистеме принятия решений на первом уровне.

Во время функционирования в блоке 9 происходит идентификация по реальным данным блока 11 параметров систем автоматического регулирования. Эти параметры обрабатываются и накапливаются в блоке 5. Потом они используются для определения начальных условий для адаптивных подсистем управления при осуществлении последующих движений в похожих условиях. Кроме этого, все данные запоминаются для следующей обработки с целью

определения погрешностей управления и разработки методов их учета. В простейшем случае при многоразовом движении по одной и той же траектории эта подсистема определяет средние значения для желательных параметров каждой точки траектории.

Особенностью ИСУ является распределение управления движениями МР на три уровня, на любом из которых можно проводить оптимизацию и обучение. Третий уровень представлен множеством адаптивных параметрических подсистем, которые в общем случае независимы одна от другой. Это дает возможность при управлении физическими объектами МР использовать разработанные методы оптимального автоматического управления по разным параметрам и достигать заданных требований по быстродействию, точности, устойчивости и т.п., что принципиально невозможно с помощью нечеткой логики или нейронных сетей, предлагаемых для использования в интеллектуальных системах управления роботами.

Найденные параметры объектов управления во время функционирования адаптивных подсистем управления служат дополнительной информацией для определения текущих ситуаций и содержат данные о параметрах внешней среды и силовых объектов МР, которые были неизвестны до начала движения.

На втором уровне происходит накопление фактов и знаний о траекториях, которые обрабатываются, при программном управлении силовыми устройствами МР, при движении по этим траекториям. Множество этих программ можно рассматривать как множество безусловных рефлексов МР и использовать в случае отсутствия информации о внешней среде в качестве начальной информации для пробного движения, начала движения или начального движения в правильном направлении.

### Выводы

Практический вариант интеллектуальной системой управления представляет многопроцессорную систему, построенную на основе персонального компьютера и, связанных с ним, микропроцессоров. Задачи по принятию решений первого и второго уровня решает ПК, задачи третьего уровня и задачи определения препятствий решают микропроцессорные системы. Адаптивные подсистемы управления построены на основе дискретных регуляторов, оптимальных по быстродействию для объектов с передаточной характеристикой второго порядка.

### Литература

1. Шевченко А.И., Звенигородский А.С., Сальников И.С. Отдельные вопросы теории систем искусственного интеллекта // Искусственный интеллект.— 2001. — №1. — С.130-142.
2. Гаврилов А.В., Губарев В.В., Джо К.-Х., Ли Х.Х. Архитектура гибридной системы управления мобильного робота // Научный вестник НГТУ. — 2004. №2. — С. 3-13.
3. Романенко Н.И. Способ дистанционного управления мобильным роботом при обходе препятствий // Искусственный интеллект. — 2003. — №4. — С.158-163
4. Jean-Claude Latombe. Robot Motion Planning. Kluwer Academic Publishers. Boston/Dordrecht/London. 1991.
5. Бурдаков С.Ф., Первозванский А.А., Смольников Б.А., Стельмаков Р.Э., Штайнле С.В., Юдин В.И. Проблемы создания мобильных роботов с элементами искусственного интеллекта // Материалы международной науч.-техн.конф. «Экстремальная робототехника». — СПб. — 1997.

Надійшла до редакції  
8.11.2009 р.

УДК 681.31

**В.О. ДЕНИСЮК, А.В. БОДНАР, О.В. ЛІЩИНСЬКИЙ**

Вінницький національний аграрний університет

### АНАЛІЗ ЕТАПІВ ГРАФІЧНОГО КОНВЕЄРУ

В статті досліджуються особливості етапів графічного конвеєру з точки зору вибору оптимальних програмних засобів апаратних спеціалізованих пристроїв машинної графіки відтворення складних картин і сцен для кожного із етапів графічного конвеєру.

**In the article the features of the stages of graphic pipeline are probed with sharpen sights of choice of optimal softwave and hardwave of reproducing of difficult graphics pictures and scene for every stage of graphic pipeline.**

Ключові слова: комп'ютерна графіка, графічний конвеєр, відображення графічної інформації

### Вступ

Важливим завданням комп'ютерної графіки є інформаційне обслуговування життєдіяльності людини, що виражається, зокрема, у широкому застосуванні у різноманітних галузях науково-практичної діяльності людини графічної інформації та використанню засобів

відображення графічної інформації, які є невід'ємною частиною різних обчислювальних комплексів, систем і мереж.

### Постановка задачі

Різноманітні системи відображення графічної інформації – це складна сукупність інтерактивних технічних і програмних засобів для подання інформації у графічній формі [2, 3, 7, 8, 12]. Інтерактивні системи при побудові графічних сцен дотримуються певної послідовності дій, які складають графічний конвеєр. Метою дослідження є визначення основних показників графічного конвеєру по перетворенню об'єктів, що описуються у тривимірному просторі в матрицю комірок відеопам'яті растрового дисплея - у растрове зображення [2, 4, 10]. Актуальність дослідження обумовлена необхідністю вибору оптимальних програмних засобів та апаратних спеціалізованих пристроїв машинної графіки для відтворення складних картин і сцен на кожному етапі графічного конвеєру.

### Аналіз особливостей графічного конвеєру

Сучасні інтерактивні графічні системи при побудові об'ємних сцен дотримуються певної послідовності дій, які в сукупності складають графічний тривимірний (3D) конвеєр. Групу операцій графічного конвеєра (ГК), що виконують відокремлені проміжні дії прийнято називати стадією або етапом графічного конвеєра. За виконання кожного з етапів відповідає своя підсистема: підсистема опису сцен у 3D-просторі, геометрична підсистема, що об'єднує теселяцію геометричних моделей, афінні перетворення, видові претворення та вибір моделі освітлення, підсистема рендерингу, яка містить у собі процеси видалення невидимих поверхонь, накладання текстур, зафарбовування та фінальне опрацювання сцени, підсистема кадрового буфера та підсистема візуалізації, що відповідають за кінцеве відображення об'ємної сцени на екрані [2, 3, 10].

Концептуально ГК необхідно розглядати, як деяку узагальнену модель виведення 3D графічної інформації [2]. Виділяють такі основні етапи ГК: опис 3D зображення, геометричні перетворення та рендеринг (рис.1) [2, 3, 7, 10].

На етапі опису зображення визначають стан усіх складових об'єктів, їх взаємне розташування та подальша стратегія дій над об'єктами. Відбувається відсікання по об'єму реальних об'єктів з світової системи координат (ССК) та отримання усіченої світової системи координат (УССК). Із реальних об'єктів у ССК отримуємо їх моделі. Моделі реальних об'єктів розглядаємо в УССК, які є зменшеними за множиною параметрів та властивостей у порівнянні з об'єктами ССК, але такими, що задовільняють вимогам та цілям задач їх використання. Обидві координатні системи (ССК та УССК) мають однакові розмірності та орієнтацію. У випадку моделювання 3D графічних об'єктів це – довжина, висота, глибина (X,Y,Z), які вимірюються у метрах (км, дм, см і тощо) [2, 3, 7, 10, 11].

На етапі геометричних перетворень у якості вхідних використовуються об'єкти УССК. На цьому етапі в залежності від області використання моделі, тобто точки зору на графічні об'єкти (центру проекції) відбувається проекція об'єктів на відповідні площини проекції – виконується видова операція. Над об'єктами проводиться декомпозиція, теселяція геометричних моделей, виконуються афінні та видові перетворення, визначається тип моделі освітлення і т.ін. Отримані дані використовуються для побудови об'єктів у нормованій координатній системі (НКС), яка, у загальному випадку, орієнтується на засоби подальшого використання моделі та має відносну розмірність не більше одиниці по кожній із координат. У випадку графічного нормування мова іде про зменшення вимірів до двох – довжина та висота (X та Y), - для представлення інформації за допомогою традиційних засобів виведення графічної інформації, які мають пласку, двовимірну (2D), область виведення. Спосіб машинної організації НСК може бути довільним – лінійним, двовимірним, тривимірним, асоціативним і т.ін. [2, 10, 11].

На етапі кінцевої візуалізації (рендерингу) за даними про зображення, отриманими на етапі нормування, виконуються різноманітні геометричні перетворення, формуються видимі пікселі зображення, для яких визначаються екранні координати та кінцева інтенсивність кольору у координатному просторі пристроя відображення [10, 11]. Розмірність координат пристроїв відображення на тепер не перевищує сотень мм, а у деяких випадках - одиниць м [6].

Розглянемо етапи виведення 3D графічної інформації більш детально. Сам принцип конвеєрної обробки 3D-зображень є технологічним стандартом [11, 14]. За конвеєрним принципом працюють усі 3D програмні інтерфейси і графічні акселератори [1, 3, 4, 9, 14].

При описі зображення використовується триангуляція зображення. При триангуляції зображення розбивається на трикутники, оскільки: 1) трикутник є найпростішим полігоном, вершини якого однозначно задають площину; 2) будь-яку область можна гарантовано розбити на трикутники; 3) обчислювальна складність алгоритмів розбиття на трикутники набагато менша, ніж при використанні інших полігонів; 4) для трикутника легко визначити трьох його найближчих сусідів, які мають із ним спільні грані [3, 9, 10]. Триангуляція залежить від об'єктів обробки. Якщо об'єкти обробки багатокутники (піраміда, призма тощо), то необхідно поділити їх грані на трикутники. Якщо об'єкти обробки криволінійні поверхні, то застосовуються складніші алгоритми, наприклад, метод Делоне, або спочатку об'єкт розбивається на багатокутники

(виконується теселяція), а потім вже на трикутники. Для сучасних задач машинної графіки загальна кількість пікселів може досягати млрд. на один кадр [2, 17].

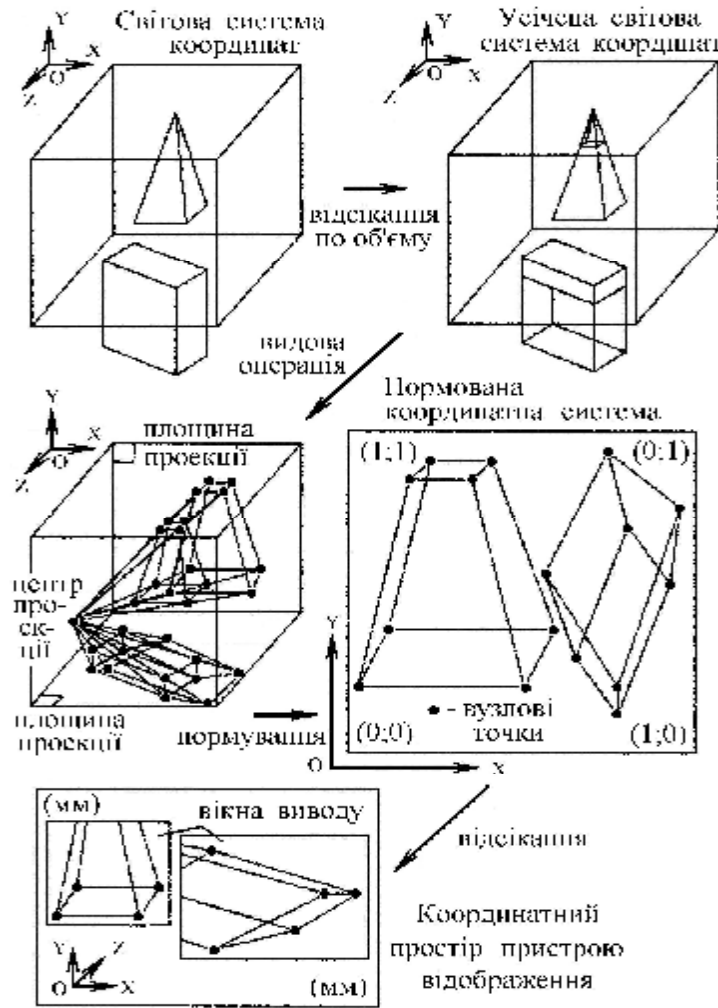


Рис. 1. Концептуальна модель виводу тривимірної графічної інформації

Всі операції рендерингу (кінцевої візуалізації) виконуються за багатокроковим механізмом - конвеєром рендерингу. Однією з основних та найбільш трудомістких процедур рендерингу є процедура зафарбовування, згідно з якою для кожної точки поверхні визначається інтенсивність кольору та екранні координати, що вимагає високої колірної здатності до 24 колірних площин (в окремих випадках до 48) [5, 7, 12, 17]. Спочатку при зафарбовуванні обирається модель освітлення, яка визначає взаємодію об'єкта зі світлом, яке на нього падає. При цьому враховується розташування джерела світла, його тип, оптичні властивості матеріалу поверхні об'єкту. За оптичні характеристики об'єкта відповідає двопробенева дистрибутивна функція (BRDF) кількох змінних, які характеризують властивості матеріалу, з якого виготовлено об'єкт [9, 10].

Під час трансформації перетворюються координати об'єктів, до них застосовуються матриці трансформації. Перед наступним етапом можна реалізувати поверхинне освітлення, коли кожна вершина отримує значення освітлення, а потім вони інтерполюються по поверхні полігону. Також на цьому етапі присутні вершинні шейдери, які дозволяють деформувати чи викривляти об'єкти при зміні координат вершин. Трансформація вигляду полягає у тому, що координати об'єктів, що займали місця в системі координат сцени транслюються в координати, що прив'язані до віртуальної камери (центр проєкції на рис.1), це робиться для спрощення наступного підкроку - трансформації проєкції. На цьому кроці відбувається проєкція 3D-об'єктів у 2D-площину. Те, що видно на цій площині, є результатом зйомки віртуальної камери. Для того, щоб на вхід наступних етапів конвеєра не поступала зайва інформація (об'єкти та їх фрагменти, які не потрапляють у поле видимості камери) застосовуються методи відсікання невидимих частин. Однак ця задача достатньо складна [10, 11]. Для відсікання використовується об'єм відсікання (clipping volume) - шістьма площинами за трьома координатами обмежується область сцени, яка гарантовано буде помітна на екрані. Потім застосовується backface culling - відкидання задніх граней (отримуємо об'єкт в УССК) (рис.1). У кожного полігону окрім координат вершин є важлива характеристика - нормаль. Це вектор, який лежить на

перпендикулярі, що виходить із геометричного центра трикутника. У кожного полігона є дві сторони - лицьова і зворотна. Нормаль визначає його орієнтацію [3, 7, 10, 11].

При растеризації 3D-зображення, спроектоване на площину, перетворюється у растровий формат, тобто визначаються значення результируючих пікселів [7, 10]. На етапі обробки окремим пікселям надаються значення кольору, що були отримані інтерполяцією кольорів вершин, або вони замінюються чи до них додається колір текстури. Тут може діяти піксельний шейдер, який визначеним чином комбінує колір, глибину і позицію пікселя з текстурами або за спеціальними алгоритмами. Після проходження усіх стадій конвеєра зображення заноситься у буфер кадру, який має передній і задній шари. В задньому - новий кадр, в передньому - поточний. Коли приходить час наступного рендеринга, вміст цих шарів міняється місцями (swap), у результаті на екрані новий кадр, а старий надсилається у задній буфер, де замінюється наступним, щойно пропрахованим [10,11].

У процесі рендеринга виконується етап накладання текстур, що робить віртуальний світ реалістичним. Текстура - це двовимірний бітовий картка (картинка), яка накладається на полігон і зображує фактуру його поверхні [10, 11]. Те, що не можна змоделювати полігонами, можна намалювати, причому, якщо на поверхні, яку ми моделюємо текстурою, немає виразних чи неоднорідних деталей, вона буде виглядати реалістично. Якщо звичайне зображення складається із пікселів, то текстура складається із текстелів. Текстура накладається строго за координатами. При роботі з текстурами виникає немало проблем, тому задача формулюється наступним чином: як визначити колір конкретного пікселя на екрані, якщо в сцені на нього приходиться менше або більше текстелів. Раніше дану задачу вирішували з методом Point Sampling. Від кожного пікселя на екрані опускається промінь вглиб сцени. Текстель, що найближчий до цього променя і накладається на екран. При цьому обов'язково виникають помилки. Якщо текстелів на кожен піксель забагато, то частина інформації просто втрачається, якщо ж на піксель менше одного текстеля (об'єкт близько до камери – центру проекції), пробіли заміщуються неіснуючими пікселями [7, 10, 11]. Такий метод сучасного користувача не влаштовує, тому використовують методи білінійної фільтрації (Bi-linear Filtering), їх суть полягає в тому, що колір пікселя отримується у результаті інтерполяції (усереднення) кольорів чотирьох сусідніх текстелів. Якщо об'єкт розміщено далеко від камери, його текстура майже не спотворюється. А коли об'єкт недалеко від камери і текстелів не вистачає, інтерполяція створює розпливчасте зображення цієї області. Але білінійна фільтрація добре працює лише для полігонів, які паралельні або майже паралельні екрану, тому що чотири сусідніх текстелі, які беруться для інтерполяції, - це майже коло. Якщо площина нахилена, коло перетворюється у еліпс, але інтерполюються текстелі по колу. Від цього постійно накопичуються невеликі помилки, які після визначеного кута нахилу стають помітними, текстура фільтрується геометрично невірно, а користувач спостерігає сильні спотворення. Для визначення кольору одного пікселя потрібно зчитувати кольори чотирьох текстелів, що збільшує навантаження на шину пам'яті. Тому, білінійну фільтрацію використовують досить рідко. Якщо користувач на екрані бачить текстуру значно далі або ближче, ніж передбачував розробник, то текстура досить сильно спотворюється фільтрацією, що стає помітним через появу "завад" зображення. Це можна вирішити за допомогою мipmap-маппінгу (MIP Mapping). Multum in Parvo (MIP) з латини – "багато в одному", - її сутність полягає у тому, що для однієї і тієї ж поверхні розробник створює декілька копій текстури із різним ступенем деталізації. Кожна наступна версія текстури більша або менша за попередню у 4 рази. Ця версія текстури називається мipmap-рівнем, а усі мipmap-рівні разом складають мipmap-каскад. Коли камера віддаляється від текстури, вона змінюється на мipmap-рівень з меншою роздільною здатністю, а коли наближається - з більшою. Переваги даної технології – це те, що незалежно від того, на якій відстані знаходиться спостерігач від об'єкта, текстура відображується без геометричних спотворень, а далеко розміщені текстури не забирають багато ресурсів акселератора. Недоліки - доводиться зберігати кілька копій однієї і тієї ж текстури, а переходи між мipmap-рівнями відбуваються досить різко [3, 11].

Сучасний 3D-конвеєр використовує у своїй роботі технологію шейдерів [1, 3, 9, 12]. Шейдер - це програма одного з етапів ГК, що використовується у 3D-графіці для визначення кінцевих параметрів об'єкта чи зображення. Розрізняють вершинний, піксельний та потоковий шейдери. Вершинний шейдер оперує даними вершин полігону. До таких даних відносять координати вершини в просторі, текстурні координати, вектор бінормалі, вектор нормалі. Вершинний шейдер може бути використаний для видового чи перспективного перетворення вершин, генерації текстурних координат, розрахунку освітленості. Більшість графічних акселераторів (GeForce 9800GTX, Radeon HD 3870 X2) містять блок розрахунку трансформації і освітлення, що виконує фіксовані операції: встановлення параметрів рендерингу освітлення, текстур, матричні перетворення [5]. В графічному прискорювачі Radeon 8800 присутні 128 потокових процесорів (streaming processor), які є уніфікованими – можуть обробляти як піксельні, так і вершинні шейдери [9]. Технологія піксельних шейдерів дозволяє успішно вирішувати проблему змішування декількох текстур, у тому числі карт відображення, тінювих карт (освітлення), об'ємних текстур тощо. Тільки з появою піксельних шейдерів з'явилися текстури, що реалістично імітують воду і хмари [3]. Ускладнення та розширення функцій GPU вимагає орієнтування на 256-розрядну чи 512-розрядну архітектуру в арифметиці із плаваючою

крапкою з використанням паралельних структур на базі використання кристалів від 700 млн. до 1,5 млрд. транзисторів, як правило за 55-90 нм технологією [4, 5, 9, 16, 17].

В специфікації API DirectX намітилася тенденція зменшення кількості можливих станів ядра GPU за рахунок більшої уніфікації (у порівнянні з попередніми - DX8 SM1.X, DX9 SM2, DX9 SM3, DX10, DX10.1, DX11) [9, 14]. Найбільш важливі операції, які можна виконувати апаратними засобами графічного процесора (DirectX 10), такі: міжкадрова інтерполяція вершин (Key Frame Interpolation), що суттєво прискорює анімацію; накладання вершин (Vertex Blending) з використанням більш ніж чотирьох матриць перетворення, що полегшує "скелетну анімацію" складних моделей без їх розбиття на декілька частин; процедурна геометрія (викривлення властивостей вершин параметричним об'єктом, наприклад, хвилі на водній поверхні); складні моделі освітлення, що враховують властивості матеріалу об'єктів (ray tracing). Технологія вершинних шейдерів є значним кроком вперед до фотореалістичної графіки. Вершинні шейдери рідко використовуються самостійно, у більшості операцій вони тісно пов'язані з піксельними шейдерами. Піксельний шейдер працює з пікселями зображення, кожному пікселю поставлений у відповідність деякий набір атрибутів, таких як колір, глибина, текстурні координати. Піксельний шейдер використовується на останньому етапі графічного конвеєра для формування видимих пікселів зображення. Одним із найбільш потужних нововведень API DirectX є геометричні шейдери (geometry shader, GS) в тому числі нова шейдерна модель Shader Model 5.0. Їх поява пов'язана із тим, що вершинні шейдери не здатні працювати із даними про зв'язки окремих вершин об'єкта, над яким працюють, тобто про геометричну топологію об'єкта, також вони не можуть втручатися в дані зв'язки, додавати і видаляти вершини [3, 14]. На відміну від них, геометричні шейдери працюють уже із цілими примітивами (точка, лінія, трикутник, патч) і їх зв'язками із сусідніми примітивами, але головне те, що вони можуть безпосередньо ними керувати, генеруючи на виході нові примітиви у будь-якій кількості або пропускаячи непотрібні, в залежності від вхідних даних і свого алгоритму. Також у стандартний графічний конвеєр API DirectX додано три нові стадії (DirectX 11): Hull Shader, Tessellator та Domain Shader. Зміни торкнуться і піксельного шейдера, що дозволить включити так звані обчислювальні шейдери (Compute Shader), які працюватимуть на загальні комп'ютерні застосування. Також в DirectX 11 додано деякі нові формати стиснення текстури, які забезпечуватимуть кращу якість зображення і підтримуватимуть великий динамічний діапазон (ми розглянемо їх докладніше трохи пізніше) і маса невеликих функцій, більшості з яких не буде потрібно нове обладнання. Серед таких функцій - підтримка подвійної точності чисел з плаваючою комою (опціональна можливість, призначена для обчислювальних шейдерів), збільшення обмежень текстур до 16К і збільшення верхнього ліміту ресурсу до 2Гб [13, 15].

Такі широкі можливості в обробці геометричних об'єктів дозволяють перенести на графічний процесор (GPU) виконання багатьох операцій, які раніше виконувалися частково під керуванням центрального процесора (CPU), що знижувало швидкість паралельної роботи процесора і відео-картки за рахунок частих блокувань 3D-ресурсів для виконання операцій над ними на CPU. Наприклад, можливо повністю перенести на GPU розрахунок тінювих об'ємів для певних алгоритмів динамічних тіней, реалізувати якісне сумісне перетворення об'єктів (displacement mapping) та деякі прогресивні техніки розмитості зображення (motion blur), візуальні ефекти (хутро, волосся, рослинність), однопрохідне створення кубічних карт (cubemap) [3, 11, 13-15].

## Висновки

3D-сцену можна представити як набір окремих груп елементів: групи 3D-об'єктів, групи джерел освітлення, групи накладання текстурних карт, групи камер, які у результаті взаємодії одна із одною та їх обробки за допомогою спеціальних апаратних та програмних засобів можна організувати у єдиний процес, що систематизує правильну обробку тривимірних об'ємних сцен. Етапи графічного конвеєра, складені у відповідну послідовність операцій, не є жорстко заданими, але є загальноприйнятими у сучасних графічних підсистемах. Дослідження етапів графічного конвеєру дозволяє сформулювати особливості сучасних GPU, як засобів машинної графіки: 1) виконання обробки складних 2D і 3D-зображень згідно стандартів OpenGL чи API DirectX [11-14]; 2) відповідність високій швидкодії з метою створення динамічних картин у межах до 50 млрд. пікселів/с, що забезпечується використанням синхрочастот до 1,25 ГГц, із внутрішньою швидкістю до 900 ГФлопс і внутрішніми циклами в межах 0,4-0,5 нс [13]; 3) апаратна реалізація функцій графіки; 4) активне використання технології шейдерів; 5) висока колірна роздільна здатність до 24, іноді - до 48; 6) можливість адресації відеопам'яті до одиниць Гбайт за стандартом GDDR; 7) орієнтація на 256-розрядну, а в окремих випадках на внутрішніх шинах, на 512-розрядну архітектуру в арифметиці із плаваючою крапкою з використанням паралельних структур; 8) орієнтацію на "класичні" алгоритмічні рішення [8, 10]; 9) реалізація GPU у вигляді окремих, або набору великих інтегральних схем, що представляють собою комплекти для побудови графічних систем, як з можливістю програмування, так і спеціалізованих (як правило на базі 40-90 нм технологій, на кристалах від 500 млн. до 2 млрд. транзисторів) [13]; 10) можливість використання деяких GPU у якості загальноцільових високопродуктивних паралельних процесорів [1, 4, 13, 14].

**Література**

1. Адинец А. Графический вызов суперкомпьютерам [Электронный ресурс] / А.Адинец, В.Воеводин // Открытые системы — 2008. — № 4. — Режим доступа: <http://www.osp.ru/os/2008/04/5114497.html>.
2. Денисюк В.А. Исследование и разработка цифровых функциональных генераторов графических примитивов для устройств отображения информации: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.08 / Денисюк Валерий Александрович.- Винница.-1996.-202 с.
3. Денисюк В. О. Основні етапи графічного конвеєру / Денисюк В. О., Нікітченко Т.П., Нікітченко Н.П. // Вісник Східноукраїнського національного університету ім. Володимира Даля, м.Луганськ, 2008. — №12(130). — Частина 2 — С.110-114.
4. Любке Д. Графические процессоры — не только для графики [Электронный ресурс]/ Любке Д. // Открытые системы. — М, 2007. - № 2. - Режим доступа: <http://www.osp.ru/os/2007/02/4106864>.
5. Набережный А. GeForce 9800GTX: шутки в сторону [Электронный ресурс] / Набережный А. // Мир ПК.- 2008.- № 04. - Режим доступа: <http://www.osp.ru/pcworld/2008/04/5053483>.
6. Нечай О. Тосихиро Сакамото: жизнь в высоком разрешении [Электронный ресурс]/ Нечай О. — М., 2008. - Режим доступа: <http://www.terralab.ru/video/344394>.
7. Палташев Т.Т. Технология визуализации в компьютерном синтезе реалистичных изображений / Палташев Т.Т., Климина С.И., Лях А.С. , Ю Вл. К. // Зарубежная радиоэлектроника. - № 6. - 1991. - С. 71, 96-108.
8. Петух А.М. Интерполяція в задачах контурного формоутворення [Монографія] / Петух А.М., Обідник Д.Т., Романюк О.Н. - Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007.- 103 с.- ISBN 978-966-641-223-5.
9. Пугач Е. nVIDIA GeForce 8800: революция свершилась! Часть вторая: обзор GeForce 8800GTX / Пугач Е. — М, 2006.- Режим доступа: <http://www.ferra.ru/online/video/s26691>.
10. Роджерс Д. Алгоритмические основы машинной графики / Роджерс Д.; пер. с англ.- М.: Мир, 1989.- 512 с.- ISBN 5-03-000476-9.
11. Херн Д. Компьютерная графика и стандарт OpenGL / Д. Херн , М. Бейкер; пер. с англ. — М.: Издательский дом "Вильямс", 2005. — 1168 с. - ISBN 5-8459-0772-1.
12. Чеботарёв А. OpenGL: раскрой глаза на трехмерную графику [Электронный ресурс] / Чеботарёв А. Издательский Дом "КОМИЗДАТ".- М, 2004.- Режим доступа: <http://www.comizdat.com>.
13. ATI RADEON HD 5870 1024MB. В преддверии DirectX 11. Режим доступа: <http://www.ixbt.com/video3/cypress-part1.shtml>
14. Blythe, D. The Direct3D 10 System [Electronic resource] / D. Blythe. - Microsoft Corporation, 2007.- Mode of access: [http://download.microsoft.com/download/f/2/d/Direct3D10\\_web.pdf](http://download.microsoft.com/download/f/2/d/Direct3D10_web.pdf).
15. Microsoft DirectX 11 — новый виток эволюции игровой графики. Режим доступа: <http://www.svideocards.ru/2009/11/15/microsoft-directx-11>
16. Nvidia Tesla. GPU Computing Technical Brief [Electronic resource] / Nvidia, 2007.- v.1.0.0 - Mode of access: <http://www.nvidia.com>.
17. Ultimate Display Technologies. IEEE Computer Society, August 2005.- V. 38, No. 8.

Надійшла до редакції  
8.10.2009 р.

---



---

**Рекомендовано до друку рішенням вченої ради  
Хмельницького національного університету,  
протокол № 9 від 28.04.2010 р.**

Підп. до друку 29.04.2010 р. Ум.друк.арк. 24,3 Обл.-вид.арк. 23,12  
Формат 30x42/4, папір офсетний. Друк різнографією.  
Наклад 100, зам. № \_\_

Тиражування здійснено редакційно-видавничим центром  
Хмельницького національного університету  
29016, м. Хмельницький, вул. Інститутська, 7/1. тел (0382) 72-83-63