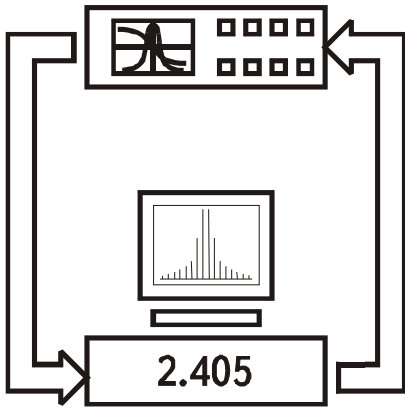
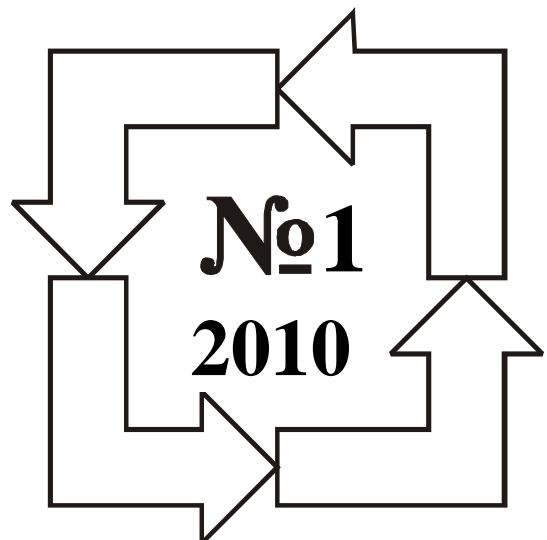


ISSN 2219-9365



*МІЖНАРОДНИЙ
НАУКОВО-ТЕХНІЧНИЙ
ЖУРНАЛ*

**ВИМІРЮВАЛЬНА
ТА
ОБЧИСЛЮВАЛЬНА
ТЕХНІКА
В
ТЕХНОЛОГІЧНИХ
ПРОЦЕСАХ**



ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ

Міжнародний науково-технічний журнал

Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах

Заснований в травні 1997 р.

Виходить 2 рази на рік

Хмельницький, 2010, №1 (35)

Рекомендовано до друку рішенням вченої ради
Хмельницького національного університету, протокол № 2 від 22.09.2010 р.

Засновники:

**Хмельницький національний університет
Українська технологічна академія (м. Київ)
Видавець: Хмельницький національний університет**

Головний редактор І.В. Троцишин

Редакційна колегія:

І.Л.Афонін (Україна, Севастополь), **В.І.Водотовка** (Україна, Київ), **Г.Ф.Гордієнко** (Україна, Хмельницький), **В.Б.Дудикевич** (Україна, Львів), **С.М.Злепко** (Україна, Вінниця), **В.М.Локазюк** (Україна, Хмельницький), **Г.С.Калда** (Україна, Хмельницький), **В.Г.Камбург** (Росія, Пенза), **В.Г.Каплун** (Україна, Хмельницький), **С.А.Кравченко** (Росія, Санкт-Петербург), **В.П.Кожем'яко** (Україна, Вінниця), **В.М.Кичак** (Україна, Вінниця), **В.Т.Кондратов** (Україна, Київ), **В.Д.Косенков** (Україна, Хмельницький), **І.В.Кузьмін** (Україна, Вінниця), **А.О.Мельник** (Україна, Львів), **Ю.Ф.Павленко** (Україна, Харків), **О.М.Петренко** (Англія, Лоднон), **В.О.Поджаренко** (Україна, Вінниця), **В.П.Ройзман** (Україна, Хмельницький), **О.П.Ротштейн** (Ізраїль, Єрусалим), **В.П.Тарасенко** (Україна, Київ), **Ю.О.Скрипник** (Україна, Київ, голова редакційної колегії), **М.М.Сурду** (Україна, Київ), **П.М.Сопрунюк** (Україна, Львів), **Й.І.Стенцель** (Україна, Северодонецьк), **М.А. Філінюк** (Україна, Вінниця), **В.Д.Ціделко** (Україна, Київ).

Відповідальний секретар Л.В.Троцишина

Технічний редактор К.Л.Горященко

Редактор-коректор К.Л.Горященко

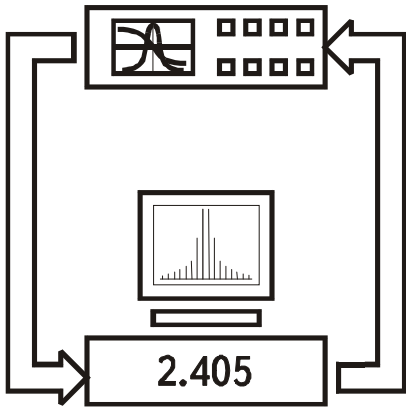
Адреса редакції: Україна, 29016, м. Хмельницький, вул. Інститутська 11, Хмельницький національний університет, редакція журналу "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах", (кімн. 4-331), **тел:** (0382) 72-88-74.

E-mail: vottp.tiv@gmail.com

Зареєстровано Міністерством юстиції України
Свідоцтво про державну реєстрацію друкованого засобу масової інформації
Серія КВ №16040-4512ПР від 16 грудня 2009 року.

© Хмельницький національний університет, 2010
© Редакція "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах", 2010

ISSN 2219-9365



*INTERNATIONAL
SCIENTIFIC-TECHNICAL
MAGAZINE*

**MEASURING
AND
COMPUTING
DEVICES
IN
TECHNOLOGICAL
PROCESSES**



KHMELNITSKY

International scientific-technical magazine

Measuring and Computing Devices in Technological Processes

Founded in 1997 May

Published 2 times in a year

Khmelnitsky, 2010, №1 (35)

**Is advised for printing by solution of scientific council
Khmelnitsky national university, protocol № 2 from 22.09.2010**

Founders:

**Khmelnitsky national university
Ukrainian Technological Academy (Kyiv city)
Publisher: Khmelnitsky national university**

Chief Editor Ivan V. Trotsishin

Editorial board:

I.L.Afonin (Ukraine, Sevastopol), **V.I.Vodotovka** (Ukraine, Kyiv), **G.F.Gordienko** (Ukraine, Khmelnitsky), **V.B.Dudikevich** (Ukraine, Lviv), **S.M.Zlepko** (Ukraine, Vinnitsa), **V.M.Lokazuk** (Ukraine, Khmelnitsky), **G.S.Kalda** (Ukraine, Khmelnitsky), **V.G.Kamburg** (Russia, Penza), **V.G.Kaplun** (Ukraine, Khmelnitsky), **S.A.Kravchenko** (Russia, St.Petersburg), **V.P.Kojemiako** (Ukraine, Vinnitsa), **V.M.Kytshak** (Ukraine, Vinnitsa), **V.T.Kondratov** (Ukraine, Kyiv), **V.D.Kosenkov** (Ukraine, Khmelnitsky), **I.V.Kuzmin** (Ukraine, Vinnitsa), **A.O.Melnik** (Ukraine, Lviv), **J.F.Pavlenko** (Ukraine, Kharkiv), **O.M.Petrenko** (England, London), **V.O.Pidjarenko** (Ukraine, Vinnitsa), **V.P.Roizman** (Ukraine, Khmelnitsky), **A.P.Rotshtein** (Israel, Jerusalem), **V.P.Tarasenko** (Ukraine, Kyiv), **J.O.Skripnik** (Ukraine, Kyiv, editor-in-chief of editorial board), **M.M.Surdu** (Ukraine, Kyiv), **J.I.Stencel** (Ukraine, Severodonetsk), **P.M.Sopruniuk** (Ukraine, Lviv), **M.A.Filiniuk** (Ukraine, Vinnitsa), **V.D.Tsidelko** (Ukraine, Kyiv).

Responsible secretary **L.V.Trotsishina**

Technical editor **K.L. Goryshenko**

Editor-corrector **K.L. Goryshenko**

Adress of editorial office: 11 *Institutska str.*, Khmelnitsky, 29016, Ukraine, Khmelnitsky national university, editorial office of magazine "Measuring and Computing Devices in Technological Processes", (4-331 room), **tel:** (0382) 72-88-74.

E-mail: vottp.tiv@gmail.com

Subscribed by Ministry of Justice of Ukraine
Certificate about governmental registration of publishing means of mass information
Series "KB" №16040-4512ПП, December ,16, 2009.

© Хмельницький національний університет, 2010
© Khmelnitsky national university, 2010
© Magazine "Measuring and Computing
Devices in Technological Processes", 2010

Зміст

ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ МЕТРОЛОГІЇ, ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ І ТЕХНОЛОГІЙ

И.Л. Афонин, Ю.Б. Гимпилевич. КАФЕДРА РАДИОТЕХНИКИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ СЕВАСТОПОЛЬСКОГО НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА. ЗОЛОТОЙ ЮБИЛЕЙ	7
Л.Б. Лищинская. ОБОСНОВАНИЕ КОНЦЕПЦИИ «НЕЧЕТКОГО ИММИТАНСА»	20
В.Т.Кондратов. МЕТРОНИКА, ВЕРОЯТНОСТНО-ФИЗИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ОТКАЗОВ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ И ИХ ГРАФИЧЕСКИЕ ПОРТРЕТЫ	25

ОПТИЧНІ ТА ФІЗИКО-ХІМІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ

Й.Й. Білинський, К.Ю. Іоніна. КЛАСИФІКАЦІЯ СВІТЛОВИДНИХ ВИМІРЮВАЧІВ ВОЛОГОСТІ ГАЗОВИХ СЕРЕДОВИЩ	36
В.А. Осокин, В.А.Панибрацкий. РАФИНИРОВАНИЕ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОГО КРЕМНИЯ МЕТОДОМ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ В ВАКУУМЕ	40
С.В.Свечников, В.Н. Шапарь. АНАЛИЗ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЕМКОСТИ ОПТИЧЕСКОГО ВРАЩАЮЩЕГОСЯ СОЕДИНИТЕЛЯ КОМПЕНСАЦИОННОГО ПРИНЦИПА ДЕЙСТВИЯ С ПРИЗМОЙ ДОВЕ И ЛИНЗОВЫМ КОЛЛИМАТОРОМ	48

ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ ТА РАДІОТЕХНІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ

И.Л. Афонин, П.А. Бугаев, В.В. Саламатин. ГЕОМЕТРИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИКА ПЛОСКОГО МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА ПРЯМОУГОЛЬНОГО СЕЧЕНИЯ	56
Ю.О. Скрипник, О.А. Ваганов, В.П. Осадчий. ПІДВИЩЕННЯ ЧУТЛИВОСТІ НАДВИСОКОЧАСТОТНИХ МОДУЛЯЦІЙНИХ РАДІОМЕТРІВ	62
О.П. Синицкий, А.П. Ткач. АНАЛИЗ СХЕМЫ ВАТТМЕТРА С КОРРЕКЦИЕЙ ПОГРЕШНОСТИ ОТ СОБСТВЕННОГО ПОТРЕБЛЕНИЯ МОЩНОСТИ	67
В.І. Водотовка, Ф.М. Рєпа. МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПІДСИЛЕННЯ СИГНАЛІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	70
В.М. Кичак, І.Ю. Кравцов. МЕТОД КОМПЕНСАЦІЇ ЗАВАД В АДАПТИВНИХ АНТЕННИХ РЕШІТКАХ	74
С.К. Підченко, С.В. Марков, О.А. Лаба, А.А. Акулінічев. МОДЕЛЮВАННЯ ТЕРМОКОМПЕНСОВАНОГО DDS В СЕРЕДОВИЩІ MATLAB	77
В.М. Кичак, С.Г. Бортник, Н.О. Пунченко. ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕСТОВИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ХАРАКТЕРИСТИК АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ	80
О.П. Шеремета, В.В. Мотигін. КЕРОВАНІ ЕЛЕКТРОННІ БАЛАСТИ ДЛЯ ЛЮМИНЕСЦЕНТНИХ ЛАМП ТА ВАРИАНТИ ЇХ ВИКОРИСТАННЯ ДЛЯ СТВОРЕННЯ СВІТЛОДИНАМІЧНИХ ПРИСТРОЇВ	84
В.М. Кичак, НАССИР МАНСУР МАХМУД АБУХАМУД, В.В. Кичак. ПРОГНОЗИРОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ НА РАННИХ ЭТАПАХ ПРОЕКТИРОВАНИЯ	90

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ І КОМПЛЕКСИ В ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСАХ

О.Н. Романюк, М.Д. Обідник. АНАЛІТИЧНІ МЕТОДИ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ВІДБЛИСКУ	94
О.В. Бойченко. ОПТИМІЗАЦІЯ РОБОТИ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ СПЕЦІАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ	100
Р.В. Вакар. ПРОГРАМНА АРХІТЕКТУРА МОДЕЛЮЮЧОГО КОМПЛЕКСУ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ РУХОМ АВТОНОМНОГО ПІДВОДНОГО АПАРАТА	103
С.М. Лісовець, Ю.О. Скрипник, В.П. Осадчий. ВПЛИВ ДЕФЕКТІВ МІКРОНЕОДНОРІДНОГО СЕРЕДОВИЩА НА ПАРАМЕТРИ ПРУЖНОЇ ХВИЛІ: НОВІ МОЖЛИВОСТІ ДІАГНОСТУВАННЯ	106

БІОМЕДИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ І ТЕХНОЛОГІЇ

Р.С. Белзецький, А.А. Шиян, С.М. Злепко, Д.Х. Штофель. ВИКОРИСТАННЯ СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ ПСИХОЕМОЦІЙНОГО СТАНУ ПІДЛЕГЛИХ ПРИ УПРАВЛІННІ СПЕЦПІДРОЗДІЛОМ	111
В.В. Петренко. ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ І ПРОЦЕДУРА ПСИХОФІЗІОЛОГІЧНОГО ТЕСТУВАННЯ ПРИ ВІДБОРІ НА ВІЙСЬКОВУ СЛУЖБУ	115
В.В. Сергєєва. ПРЕДСТАВЛЕННЯ ЕМОЦІЙНОГО СТРЕСУ У ВИГЛЯДІ ХВИЛІ	118

ОБМІН ПРАКТИЧНИМ ДОСВІДОМ ТА ТЕХНОЛОГІЯМИ

О.О. Нікітін, В.П. Олександренко, О.С. Дробот. ДОСВІД ВИКОРИСТАННЯ ШВИДКІСНОЇ ВІДЕОЗЙОМКИ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ШВИДКОПЛИННИХ ПРОЦЕСІВ	122
Д.С. Троненко. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЛИС ДЛЯ ЦС РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ	125
В.М. Гусятин, Я.В. Чаговец, Д.Г. Кожушко. МЕТОД БЫСТРЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ ДЛЯ ЗАДАЧИ АНИЗОТРОПНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ПРИ СИНТЕЗЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБРАТНЫМ ТРАССИРОВАНИЕМ	128
Т.О. Савчук, К.В. Щепановський. ПОШУК АСОЦІАТИВНИХ ПРАВИЛ ДЛЯ АНАЛІЗУ НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЙ НА ЗАЛІЗНИЧНОМУ ТРАНСПОРТІ	137
В.Ф. Новиков, В.П. Квасников. ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ИНИЦИИРОВАНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ	141
В.В. Мартинюк, О.М. Сухоцький, І.В. Микулка. ТИРИСТОР ЯК ЧУТЛИВИЙ ЕЛЕМЕНТ МАГНІТНОГО ПОЛЯ	144

ПРЕЦИЗІЙНІ ВИМІРЮВАННЯ ТА НОВІТНІ ТЕХНОЛОГІЇ

В.Д. Рудик, О.В. Бондар. СУЧАСНІ СЕРЕДОВИЩА ONLINE ПРОЕКТУВАННЯ	147
П.М. Павленко, Ю.В. Задонцев. ОРГАНІЗАЦІЯ ПІДГОТОВКИ ФАХІВЦІВ ПО ВПРОВАДЖЕННЮ ІНФОРМАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У ПРОМИСЛОВЕ ВИРОБНИЦТВО	152
В.В. Шолота, Н.І. Заболотна, І.В. Мусійчук. ВІДОБРАЖЕННЯ ПАРАЛЕЛЬНИХ МОДИФІКОВАНИХ МЕТОДІВ РОЗВ'ЯЗАННЯ СЛАР НА СТРУКТУРУ ПАРАЛЕЛЬНОЇ ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННОЇ ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ	157
Ю.А. Скобцов, Л.В. Нечволода. РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ СНИЖЕНИЯ МОДЕЛЬНОЙ ОШИБКИ ПРИ ОБРАБОТКЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ЭКСПЕРТНОГО ОЦЕНИВАНИЯ В ХОДЕ ТЕХНИЧЕСКОГО ПЕРЕОСНАЩЕНИЯ МАШИНОСТРОИТЕЛЬНОГО ПРЕДПРИЯТИЯ	162
О.І. Полікаровських, В.С. ГАВРОНСЬКИЙ. АНАЛІЗ СУЧАСНИХ МЕТОДІВ ПОБУДОВИ СИЛОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ ЕЛЕКТРОТРАНСПОРТУ	167
А.С. Коломійчук, І.В. Троцишин. ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕНДЕНЦІЙ РОЗВИТКУ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ	171

ВІТАННЯ

ГИМПИЛЕВИЧУ ЮРИЮ БОРИСОВИЧУ 60 ЛЕТ	177
ЕРМОЛОВУ ПАВЛУ ПЕТРОВИЧУ 60 ЛЕТ	179
КОНДРАТОВУ ВЛАДИСЛАВУ ТИМОФЕЕВИЧУ 65 ЛЕТ	180

УДК 621.396.13

И.Л. АФОНИН, Ю.Б. ГИМПИЛЕВИЧ

Севастопольский национальный технический университет

**КАФЕДРА РАДИОТЕХНИКИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ
СЕВАСТОПОЛЬСКОГО НАЦИОНАЛЬНОГО
ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА. ЗОЛОТОЙ ЮБИЛЕЙ**

Введение

Первый набор студентов на специальность «Радиотехника» в Севастопольский филиал Одесского политехнического института (СФ ОПИ) состоялся в 1960 году (зачислено 25 человек). Тогда же (25.07.1960) была образована кафедра, в названии которой появилось слово «Радиотехника», – кафедра физики, электротехники и радиотехники. 29 января 1963 года создан факультет радиоэлектроники, в составе которого появилась кафедра Радиотехники (РТ). В декабре 1963 года Постановлением Совета Министров СССР и Украинской ССР на базе Севастопольского филиала ОПИ был организован Севастопольский приборостроительный институт (СПИ) [1]. Таким образом, с первых дней существования нового института на факультете радиоэлектроники велась подготовка радиоинженеров.

Основная часть

Этапы становления кафедры Радиотехники и телекоммуникаций

1. На основании штатного расписания № 35/697 от 25 июля 1960 года в Севастопольском филиале Одесского политехнического института создана кафедра физики, электротехники и радиотехники. Приказ № 28 от 27 августа 1960 года по СФ ОПИ на специальность радиотехника принято 25 человек (первый набор). Учебный корпус института в 1964 и в 2009 году показан на рис. 1 [2].

2. 13 мая 1961 года из кафедры физики, электротехники и радиотехники был выделен цикл электротехники, радиотехники и автоматики. На базе этого цикла в сентябре 1962 года созданы две кафедры (приказ по ОПИ № 336 от 4 ноября 1962 года): кафедра электротехники и радиотехники и кафедра автоматики и телемеханики.



Рис. 1. Учебный корпус СевНТУ (СПИ, СГТУ) на улице Гоголя в 1964 и в 2009 годах

3. 18 ноября 1962 года создается научно-исследовательская лаборатория радиоэлектроники (приказ МВССО УССР № 721 от 18 ноября 1962 года).

4. 29 января 1963 года приказом Министерства высшего и среднего специального образования УССР № 47 (приказ по ОПИ № 20-К от 4 февраля 1963 года) на базе отделений (электромашиностроения и строительства, механического) были созданы четыре факультета: факультет радиоэлектроники; факультет автоматики и приборостроения; судостроительный факультет и инженерно-строительный факультет. В мае 1963 года утверждено штатное расписание и началась работа на факультете радиоэлектроники.

5. Приказом № 275 МВССО УССР от 24 мая 1963 года кафедра электротехники и радиотехники разделяется на три кафедры: кафедру радиотехники; кафедру электроники и полупроводниковой техники; кафедру электротехники.

6. Факультет радиоэлектроники (третий в институте) организован приказом по ОПИ № 57 от 24 февраля 1964 года. Совет факультета организован приказом по ОПИ № 89 от 4 марта 1964 года (приказ

по Севастопольскому приборостроительному институту (СПИ) № 137 от 30 марта 1964 года.)

7. Приказ № 134-К МВССО УССР от 28 августа 1964 года временно, до утверждения функционирует факультет радиотехники.

8. Факультет радиоэлектроники разделяется на два факультета (приказ по СПИ № 87-К от 08 февраля 1967 года): факультет АСУ и радиотехнический факультет.

9. Кафедра радиотехники разделяется на две кафедры (приказ по СПИ № 195-ОК от 28 марта 1967 года): кафедру радиотехнических систем (РТС) и кафедру теоретических основ радиотехники (ТОР).

10. Организована кафедра радиоустройств (РУ) (приказ МВССО УССР № 61 от 28 января 1970 года.)

11. Организован первый филиал кафедры радиотехнических систем при заводе им. Д.Ф. Калмыкова (приказ МВССО УССР от 28 января 1982 года и приказ № 6 от 7 января 1982 года по Министерству промышленности средств связи.)

12. Ликвидирована кафедра радиоустройств (приказ МВССО УССР № 141 от 10 июня 1985 года, приказ по СПИ № 333 от 19 июля 1985 года.)

13. В связи с реорганизацией на базе кафедры радиотехнических систем и кафедры теоретических основ радиотехники создан департамент радиотехники (приказ № 88-П от 08 апреля 1992 года.). Учебный корпус СевНТУ в районе бухты Стрелецкой (Студгородок) показан на рис. 2.

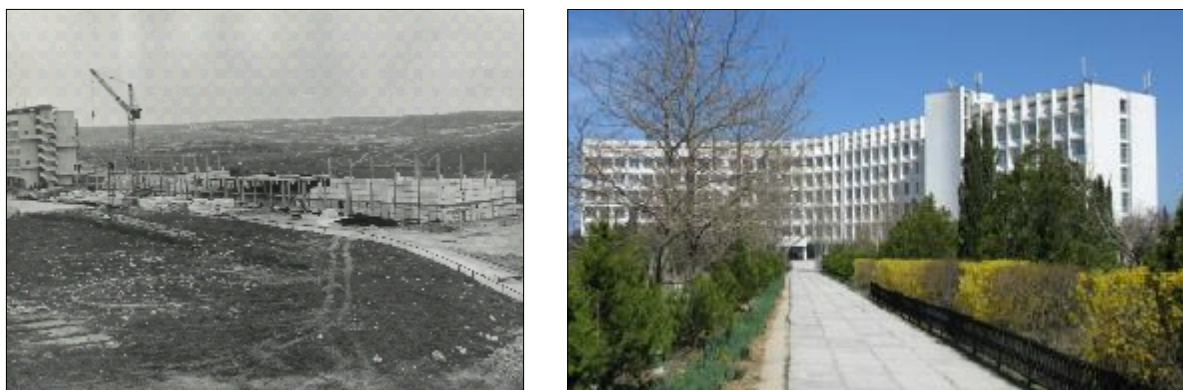


Рис. 2. Учебный корпус СевНТУ (СПИ, СГТУ) в районе бухты Стрелецкой

14. На основании постановления Кабинета Министров Украины № 592 от 29 августа 1994 года Севастопольский приборостроительный институт реорганизован в Севастопольский государственный технический университет (СевГТУ).

15. Департамент радиотехники СевГТУ переименован в кафедру радиотехники в связи с реорганизацией структурных подразделений (приказ № 152-П от 22 июля 1999 года.)

16. 8 ноября 2001 года Указом Президента Украины Севастопольский государственный технический университет переименован в Севастопольский национальный технический университет (СевНТУ).

17. В декабре 2008 года кафедра радиотехники переименована в кафедру радиотехники и телекоммуникаций (РТ) (решение Ученого совета СевНТУ от 27 ноября 2008 года, протокол № 4; приказ ректора СевНТУ № 487-П от 08 декабря 2008 года.).



Рис. 3. Кафедра РТ СевНТУ

Первым заведующим кафедрой Радиотехники стал старший преподаватель **Иван Николаевич Деркач** (1924 – 2003) (рис. 4).

Заведующий кафедрой **ИВАН НИКОЛАЕВИЧ ДЕРКАЧ**

Родился в городе Борисполе Киевской области в семье фельдшера. В 1941 году окончил

Бориспольскую среднюю школу. Принимал участие в боевых действиях на фронтах Великой Отечественной войны в составе войск Первого Украинского и Второго Белорусского фронтов, Северной группы войск. Был ранен. Иван Николаевич награждён орденом Славы III степени и медалью «За отвагу».

В 1953 году с отличием окончил Киевский ордена Ленина политехнический институт по специальности «Радиотехника». Работал на предприятиях и в учебных заведениях городов Харькова и Киева.

С 1959 по 1962 год обучался в аспирантуре Киевского политехнического института.

В 1963 году был направлен на работу в Севастопольский филиал Одесского политехнического института, (с 1965 года – Севастопольский приборостроительный институт), где и проработал до выхода на пенсию в 1986 году.

Принимал активное участие в становлении и развитии кафедры радиотехники и кафедры теоретических основ радиотехники. Был первым заведующим кафедры Радиотехники. В течение всей педагогической деятельности читал лекции, проводил практические и лабораторные занятия по дисциплине «Основы теории цепей», руководил дипломными проектами студентов. Специалисты, подготовленные под его руководством, успешно работают на многих предприятиях и научно-исследовательских заведениях страны.

Много сил и энергии отдавал делу воспитания молодого поколения. В течение ряда лет был заместителем декана радиотехнического факультета по воспитательной работе. Умер Иван Николаевич 1 февраля 2003 года в городе Севастополе.

Сын И.Н. Деркача – Михаил Иванович, доцент, кандидат технических наук, является ведущим преподавателем дисциплины высшая математика у студентов нашей кафедры.



Рис. 4. И.Н. Деркач

В феврале 1967 года в составе СПИ появился радиотехнический факультет (РТФ). Первым деканом радиотехнического факультета стал доцент **Юрий Константинович Витько** (1925 – 1983), а заместителем декана – **Валентина Сергеевна Виноградова** (1921 – 2008) (рис. 5).

В этот период к преподаванию привлекаются квалифицированные ученые-радиоспециалисты из городов Москвы, Киева, Ленинграда, Томска, Краснодара: В.А. Ищенко, В.Г. Тимошенко, С.В. Доценко, Ю.А. Саливон, А.Н. Гарина-Домченко, Г.А. Дейнега, Н.П. Валуты, В.А. Сапрыкин, И.К. Бондаренко, В.В. Саламатин (рис. 5).



Ю.К. Витько



В.С. Виноградова



Ю.А. Саливон



Н.П. Валуты

Рис. 5

В ноябре 1967 года приказом МВССО УССР № 623 на базе кафедры радиотехники были организованы кафедра **Теоретических основ радиотехники (ТОР)** и кафедра **Радиотехнических систем (РТС)**. Первым заведующим кафедрой ТОР был назначен к.т.н., доцент **Борис Яковлевич Романихин** (1917 – 2005) (рис. 6), пришедший на эту должность из Минского радиотехнического института и имевший к тому времени большой опыт работы в высшей школе. В состав кафедры вошли: к.т.н., доценты В.И. Ищенко, В.К. Маригодов; старшие преподаватели И.Н. Деркач, И.В. Басерова, А.Н. Мисан, В.И. Левитская; ассистенты Н.А. Грудина (первый аспирант кафедры радиотехники), В.П. Климов, А.А. Варич, А.А. Яковлева, И.А. Калмыкова, И.П. Илларионов, В.И. Цыбин (рис. 7).

Заведующий кафедрой ТОР доцент **БОРИС ЯКОВЛЕВИЧ РОМАНИХИН**

Окончил в 1946 году Московский авиационный институт имени Серго Орджоникидзе. По распределению работал инженером на заводе № 555 в городе Вильнюс (Литва). В 1948 году был переведен на должность заместителя главного технолога на Вильнюсский завод электрических счетчиков. После окончания аспирантуры в 1954 году при Каунасском политехническом институте, в которую поступил в 1951, успешно защитил кандидатскую диссертацию в 1956 году. В 1954 году по распоряжению заместителя

председателя Совета Министров Литовской ССР Щербак А.Н. был назначен директором строящегося Вильнюсского телевизионного завода. В 1957 году переехал вместе с семьей в город Минск, где работал в Институте радиотехники Академии наук БССР. В 1961 году перешел на преподавательскую работу на кафедру Радиотехники Белорусского политехнического института (БПИ). В 1962 году получил ученое звание доцента по этой же кафедре. В 1964 году на базе Радиотехнического факультета БПИ создается Минский радиотехнический институт, куда Борис Яковлевич переводится на должность заведующего кафедрой Теоретических основ радиотехники.

В 1965 году избран по конкурсу доцентом Севастопольского приборостроительного института. В ноябре 1967 года приказом МВССО УССР № 623 на базе кафедры Радиотехники были организованы две кафедры: Теоретических основ радиотехники (ТОР) и Радиотехнических систем (РТС). Первым заведующим кафедры ТОР был назначен к.т.н., доцент Романихин Б.Я., имевший к тому времени большой опыт работы в высшей школе. В 1969 году он перешел на работу доцентом кафедры, продолжая активно работать вплоть до ухода на пенсию в 1983 году. После ухода на пенсию перешел на работу на Севастопольский радиотехнический завод имени В.Д. Калмыкова. Имеет три авторских свидетельства на изобретения, полученные соответственно в 1959, 1962 и 1989 годах и более 40 научных трудов. Похоронен Борис Яковлевич Романихин в городе Севастополе.

Борис Яковлевич награжден правительственными наградами:

- медалью «За оборону Ленинграда»;
- медалью Жукова;
- медалью «40 лет Победы в Великой Отечественной войне»;
- медалью «50 лет Победы в Великой Отечественной войне»;
- медалью «60 лет Победы в Великой Отечественной войне»;
- медалью «Ветеран труда».

Сын Б.Я. Романихина – Юрий Борисович, радиотехник по образованию, работает заведующим лабораториями кафедры РТ.



Рис. 6. Б.Я. Романихин



Н.А. Грудина



В.П. Климов



И.А. Калмыкова



И.П. Илларионов

Рис. 7

В 1969 году заведующим кафедрой ТОР по конкурсу был избран к.т.н., доцент, Заслуженный изобретатель РСФСР **Иван Кириллович Бондаренко** (1928 – 2000), работавший ранее начальником отдела Краснодарского конструкторского бюро радиоаппаратуры (рис. 8).

Заведующий кафедрой ТОР профессор БОНДАРЕНКО ИВАН КИРИЛЛОВИЧ

Иван Кириллович Бондаренко родился 14 марта 1928 года в селе Богдановка Близнецовского района Харьковской области. С 1933 года жил в Запорожье, с 1944 по 1951 год работал на заводе «Запорожсталь» и в тресте «Запорожстрой». Без отрыва от производства в 1952 году окончил с серебряной медалью школу рабочей молодёжи № 4 города Запорожье и в том же году поступил в Киевский политехнический институт. После окончания в 1957 году Киевского политехнического института до 1969 года он работал на Краснодарском заводе измерительных приборов и в Краснодарском КБ радиоаппаратуры (ККБРА), где прошел путь от инженера до начальника отдела. За время работы в ККБРА по инициативе и при непосредственном участии разработаны 33 типа новых серийных приборов для измерения параметров СВЧ трактов, продемонстрированных на ВДНХ и удостоенных в 1964, 1969 и 1970 годах дипломами первой степени ВДНХ. В 1966 году Иван Кириллович успешно защитил кандидатскую диссертацию.



Рис. 8. И.К. Бондаренко

В 1968 году за выполнение специального правительственного задания он был награжден медалью «За трудовое отличие». За успешную разработку новой радиоизмерительной аппаратуры он награжден двумя золотыми медалями ВДНХ.

Начиная с декабря 1969 года, вся деятельность Ивана Кирилловича связана с Севастопольским приборостроительным институтом, где он с 26 декабря 1969 года по 29 сентября 1992 года возглавлял кафедру ТОР, а затем до 2 мая 1996 года – департамент Радиотехники. В 1970 году президиум Верховного Совета РСФСР присвоил Бондаренко И.К. почетное звание «Заслуженный изобретатель РСФСР». В 1974 году И.К. Бондаренко утверждён в ученой степени доктора технических наук после успешной защиты докторской диссертации и присваивают ученое звание профессор. Он являлся бессменным членом редколлегии журналов «Приборостроение» и «Вестник СевГТУ». За годы работы в университете Иван Кириллович создал научную школу в области разработки радиоизмерительных приборов и систем СВЧ диапазона. Результаты его научной деятельности нашли отражение более чем в 250 научных публикациях и 75 изобретениях. За время работы Иван Кириллович подготовил 35 специалистов высшей квалификации – кандидатов технических наук, многие из которых и в настоящее время трудятся в университете: д.т.н., профессор Гимпилевич Ю.Б., к.т.н., доцент Саламатин В.В., д.т.н., профессор Афонин И.Л., к.т.н., доцент Лашенко И.В. и другие. Он был инициатором создания специализированного совета «Радиоизмерительные приборы» и возглавлял его более 30 лет. Иван Кириллович Бондаренко умер в Севастополе 1 июня 2000 года.

С этого периода начинает формироваться главное научное направление кафедры ТОР, связанное с СВЧ радиоизмерительной техникой. Возрастает объем хозяйственных НИР с предприятиями «Микроприбор», «Сатурн», Институтом радиоэлектроники (ИРЭ) АН УССР, НПО им. А.С. Лавочкина и рядом других крупных предприятий.

За весь период существования на кафедре ТОР было подготовлено 34 кандидата наук, защищена докторская диссертация (И.К. Бондаренко, 1972), опубликовано более 300 научных работ, получено 60 авторских свидетельств на изобретения. Защитили диссертации и стали ведущими преподавателями кафедры Ю.Б. Гимпилевич, А.Д. Плоткин, С.Р. Зиборов, А.Н. Трушкин, А.И. Буря, В.М. Выходцев, И.Л. Ветров, А.В. Мельников, И.Л. Афонин (рис. 9).



А.Д. Плоткин



С.Р. Зиборов



И.Л. Ветров



А.В. Мельников

Рис. 9

Кафедру РТС в 1967 году возглавил к.т.н., доцент **Валентин Иванович Никитенко** (1926 – 1976) (рис. 10), работавший ранее в ЛЭТИ имени В.И. Ульянова-Ленина. В состав кафедры РТС вошли: к.т.н., доценты Ю.А. Саливон, А.Н. Гарина-Домченко, Н.П. Валуты; старший преподаватель А.Н. Мисан; ассистенты: А.Е. Безъязычный, Ю.А. Беляев, Е.Б. Башук (первый аспирант кафедры РТС, ныне к.т.н., доцент СевНТУ), А.С. Романов.

В период с 1967 по 1975 годы на кафедре радиотехнических систем развивались два основных направления научных исследований:

- проблемы взаимодействия взвешенных частиц с потенциальными полями;
- автоматизация процессов производства источников тока.

По этим научным направлениям на кафедре РТС защищено две кандидатских и одна докторская (В.И. Никитенко, 1974) диссертации, опубликовано 50 научных трудов, получено 15 авторских свидетельств на изобретения. Разработки награждены медалями ВДНХ СССР. К сожалению, жизнь Валентина Ивановича Никитенко оборвалась в расцвете творческих сил, но коллектив сохранил заложенные им традиции научной и педагогической работы.

В 1976 году заведующей кафедрой РТС стала д.т.н., профессор, **Любовь Михайловна Лобкова**, работавшая ранее в Ленинградском электротехническом институте связи имени Бонч-Бруевича (рис. 11). С этого периода начинают развиваться новые научные направления:

- разработка помехоустойчивых систем связи;
- создание новых видов антенных устройств.



Рис. 10. В.И. Никитенко

Работы велись в содружестве с ИРЭ АН СССР, ИРЭ АН УССР, НПО «Ленинец» и другими ведущими научными и промышленными предприятиями. По результатам работ защищено 18 кандидатских диссертаций. При этом доцентами кафедры РТС стали ее выпускники: А.Г. Лукьянчук, Л.И. Берхина, И.Б. Широков, А.Г. Бадалов, А.А. Щекатурин, Ю.П. Михайлюк, А.А. Савочкин (рис. 12).

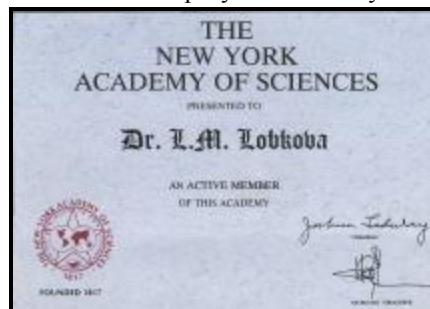
Заведующий кафедрой РТС профессор ЛОБКОВА ЛЮБОВЬ МИХАЙЛОВНА

Ведущий преподаватель кафедры радиотехники и телекоммуникаций СевНТУ, известный ученый в области теории и практики антенной техники. Родилась 12 марта 1932 года в городе Усть-Пристань, Алтайского края. Научная работа Любови Михайловны началась с первого курса университета, а уже на третьем курсе по результатам проведенного ею научного исследования была опубликована статья, которая привлекла внимание зарубежных специалистов. По окончании факультета радиопрофицики Ленинградского государственного технического университета в 1955 году и аспирантуры при Ленинградском электротехническом институте им. Бонч-Бруевича в 1960 года Л.М. Лобкова успешно защитила кандидатскую диссертацию, а затем в 1970 году – докторскую диссертацию. С 1976 по 1997 годы заведовала кафедрой радиотехнических систем Севастопольского приборостроительного института. Под ее руководством кафедра добилась значительных успехов в подготовке специалистов высокой квалификации и неоднократно отмечалась Министерством образования и науки Украины как лучшая кафедра института, играющая важную роль в организации и проведении учебного процесса.



Рис. 11. Л.М. Лобкова

Профессором Л.М. Лобковой создана и плодотворно работает научная школа, основное научное направление которой – «Антенны и устройства микроволновой техники». По результатам научной деятельности Л.М. Лобковой опубликовано более 300 научных работ (из них 4 монографии); получено 16 авторских свидетельств на изобретения и 15 патентов Украины, большинство из которых внедрены в производство. Под руководством Л.М. Лобковой подготовлено и защищено 3 докторских и 30 кандидатских диссертаций; успешно выполнено 8 хозяйственных и 15 госбюджетных работ. Научные разработки Лобковой Л.М. отмечены серебряной медалью ВДНХ СССР за разработку бортовой антенны спутниковой системы связи, а также дипломом первой степени ВДНХ УССР. Награждена медалью «За трудовые заслуги».



Научная школа, возглавляемая Л.М. Лобковой, работает в составе национальной ассоциации «Антенны» НАН Украины и длительное время поддерживает научные контакты с Международными научными организациями *URSI* и *IEEE*. Результаты научных работ школы были представлены в виде докладов на Международных симпозиумах по теории и технике антенн (в г. Ницце, Франция и г. Давосе, Швейцария), на XXVI Генеральной Ассамблее *URSI* (в городе Торонто, Канада) и других.

Высокая эрудиция, принципиальность, большая работоспособность и доброжелательность в сочетании с высокой требовательностью к себе, к коллегам и ученикам снискали Лобковой Л.М. заслуженное уважение.

В 1971 году была организована кафедра Радиотехнических устройств (РУ). Кафедру РУ возглавляли: доцент **Николай Евдокимович Хоменко** (1922 – 1975) – создатель первого любительского телецентра в городе Севастополе, д.т.н. профессор **Владимир Константинович Маригодов**. В состав кафедры вошли к.т.н доценты В.П. Дьячкин, В.Д. Олейник; старшие преподаватели В.И. Левитская, В.Я. Свирь, Г.И. Степанченко; ассистенты О.И. Васеева, В.И. Цыбин, Т.М. Кузьмишкина (рис. 13).

Основные научные работы, выполняемые на кафедре РУ, были связаны с оптимальной обработкой сигналов в радиотехнических и гидролокационных системах. По материалам этих исследований на кафедре РУ защищено 8 кандидатских диссертаций и 1 докторская (В.К. Маригодов, 1986), опубликовано 350 научных работ, получено 45 авторских свидетельств на изобретения. Стали доцентами кафедры С.Р. Зиборов, В.П. Климов, Э.Ф. Бабуров, А.М. Варфоломеев.



Ю.П. Михайлюк



И.Б. Широков



А.А. Савочкин



А.А. Щекатурин

Рис. 12



Рис. 13

Заведующий кафедрой РУ профессор МАРИГОДОВ ВЛАДИМИР КОНСТАНТИНОВИЧ

Родился 14 июня 1930 года. Свою трудовую деятельность Маригодов В.К. (рис. 14) начал в 1954 году на радиозаводе им. А.С. Попова в городе Омске после окончания факультета радиосвязи и радиовещания Ленинградского электротехнического института связи имени М.А. Бонч-Бруевича. Работая инженером, старшим инженером, а затем начальником лаборатории особого конструкторского бюро завода, он в свободное от работы время участвовал на общественных началах в строительстве Омского телевизионного центра, сборке и настройке его аппаратуры. В 1959 году Маригодов В.К. поступает в заочную аспирантуру при кафедре телевидения Ленинградского электротехнического института связи имени М.А. Бонч-Бруевича к патриарху отечественного телевидения профессору Шмакову П.В.

В 1962 году Маригодов В.К. находился в ответственной заграничной командировке в Сирийской арабской республике (город Дамаск) в качестве представителя Госкомитета по экономическим связям при Совете Министров СССР.



Рис. 14. В.К. Маригодов

В 1962 году Маригодов В.К. переходит на работу в научно-производственное объединение имени Коминтерна в городе Ленинграде, где руководит разработкой и созданием первой в СССР метеорной линии связи Ленинград – Одесса. Одновременно он активно занимается научной работой, по результатам которой пишет кандидатскую диссертацию и успешно ее защищает в 1966 году.

В 1965 году В.К. Маригодов, как высококвалифицированный специалист, был направлен Минвузом УССР на преподавательскую работу в Севастопольский приборостроительный институт. Работая доцентом кафедры теоретических основ радиотехники, Маригодов В.К. уделяет много сил и внимания работе со студентами и аспирантами кафедры. В течение 18 лет Маригодов заведовал кафедрами института: с 1976 по 1985 год – кафедрой радиоустройств, а с 1987 по 1995 год – кафедрой электротехники и электроники. С 1975 по 1982 год Маригодов В.К. работал проректором института по учебной работе.

Несмотря на большую загруженность административной и учебной работой, В.К. Маригодов расширяет область своих научных исследований в следующих направлениях: помехоустойчивость систем передачи информации; теоретико-игровой синтез систем распознавания образов; когнитивная педагогика; энергетика. Он подготавливает докторскую диссертацию, которую успешно защищает в 1986, и получает ученое звание профессора в 1988 году.

За период преподавательской и научной деятельности Маригодов В.К. опубликовал более 1000

научных и методических работ, среди которых 30 монографий и учебных пособий, 16 брошюр, 155 авторских свидетельств и патентов. Многие научные работы Маригодова В.К. опубликованы в зарубежных изданиях США, Польши, Чехии, Словакии и в международных журналах.

Профессор Маригодов В.К. не только высококвалифицированный педагог, но и умелый воспитатель научно-технических кадров. Он подготовил 16 кандидатов и 5 докторов технических наук. Маригодов В.К. дважды назначался председателем специализированного Совета по защите кандидатских диссертаций в нашем университете, а в настоящее время является членом специализированного совета по защите докторских диссертаций в Севастопольском военно-морском институте имени П.С. Нахимова.

Владимир Константинович пользуется заслуженным авторитетом и уважением среди студентов и преподавателей университета. Возглавляя Научно-методический центр университета, он постоянно делится своими обширными знаниями, богатым педагогическим и научным опытом не только со своими учениками, но и с огромным отрядом авторов статей, монографий, пособий по самым разным научно-методическим направлениям. Через его руки проходят практически все научные издания нашего университета.

В 1985 году Минвузом УССР ему присуждена третья премия и диплом за лучшую научную работу (монографию «Помехоустойчивая обработка информации». – М.: Наука). С 2006 года по настоящее время Маригодов В.К. в соответствии с распоряжением Президента Украины является государственным стипендиатом в области науки. За успехи в научно-педагогической деятельности в 1994 году Указом Президента Украины профессору Маригодову В.К. было присвоено почетное звание «Заслуженный работник народного образования Украины». Он многократно награждался почетными грамотами и дипломами. Любую свободную от научных исследований минуту Маригодов В.К. посвящает творчеству. Он пишет картины. Его работы светлы и понятны. От них веет теплом (см. фото). Персональные выставки работ Владимира Константиновича неоднократно проводились в СевНТУ.

В связи с созданием на базе СПИ Севастопольского государственного технического университета (СГТУ) в 1992 году все радиотехнические кафедры объединились в единый Департамент радиотехники. Первым директором департамента стал профессор И.К. Бондаренко. В период с 1996 по 1999 годы департаментом радиотехники руководил к.т.н., доцент, Заслуженный работник образования Украины, Заслуженный работник образования Автономной республики Крым **Лукьянчук Александр Григорьевич** (рис. 15).

Первый проректор СевНТУ ЛУКЪЯНЧУК АЛЕКСАНДР ГРИГОРЬЕВИЧ

Родился 12 сентября 1948 года в городе Владивостоке. В 1966 году поступил, а в 1971 окончил Севастопольский приборостроительный институт. В 1971 году после окончания радиотехнического



Рис. 15. А.Г. Лукьянчук

факультета принят на должность инженера научно-исследовательского сектора кафедры радиотехнических систем. В 1980 году защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование и разработка аппаратуры для измерения флуктуаций амплитуды и углов прихода радиоволн миллиметрового диапазона» (научный руководитель – профессор Лобкова Л.М.) по специальности 05.11.08 – Радиоизмерительные приборы. Являлся ответственным исполнителем ряда научно-исследовательских работ для ИРЭ АН УССР (город Харьков) и МНИИРС (город Москва). Стажировался в Венском техническом университете в 1981 – 1982 годах. За 40 лет преподавательской деятельности работал на должностях ассистента, доцента, заместителя декана и декана радиотехнического факультета, заведующего кафедрой радиотехники. С 1999 года – проректор и первый проректор СевНТУ.

Является членом Научно-методического совета Министерства образования и науки Украины по радиотехнике, членом экспертного совета ДАК Украины, заместителем председателя редколлегии «Сборника научных трудов СевНТУ», сопредседателем оргкомитетов

Международных научно-технических конференций «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии – КрыМиКо», «Теория и техника антенн – ICATT», «Сверхширокополосные и сверхкороткие импульсные сигналы – UWBUSIS», членом оргкомитетов ряда Международных конференций. Имеет 4 учебных пособия, более 100 научных и учебно-методических трудов, 9 авторских свидетельств на изобретения и патентов Украины.

Отличник высшего образования Украины (1999 год); Заслуженный работник образования Автономной республики Крым (2001 год); Заслуженный работник образования Украины (2006 год); Академик Академии наук прикладной радиоэлектроники (2004 год), Золотая медаль Академии наук прикладной радиоэлектроники (2007 год); Почетный профессор Харьковского национального технического университета радиоэлектроники (2008 год); Почетный доктор Одесского национального политехнического университета (2008 год).



Рис. 16. Ю.Б. Гимпильевич

В 1999 году произошла реорганизация структуры СГТУ и департамент радиотехники преобразовали в кафедру радиотехники, которая вошла в состав воссозданного факультета радиоэлектроники. Заведующим кафедрой радиотехники был избран к.т.н., с.н.с., доцент, Отличник образования Украины **Ветров Игорь Леонидович**.

С 2004 года коллектив кафедры радиотехники Севастопольского национального технического университета (СевНТУ), возглавляет доктор технических наук, профессор, Заслуженный работник образования Автономной республики Крым **Гимпильевич Юрий Борисович** (рис. 16).

В декабре 2008 года кафедра Радиотехники переименована в кафедру Радиотехники и телекоммуникаций (РТ). В настоящее время эта кафедра является единственной преемницей всех ранее существовавших кафедр по подготовке радиоинженеров в СПИ, СевГТУ и СевНТУ.

Сегодня кафедра РТ – это 35 преподавателей, 8 человек учебно-вспомогательного персонала, 5 аспирантов (рис. 17).



Рис. 17. Дружный коллектив кафедры радиотехники и телекоммуникаций СевНТУ

В составе коллектива кафедры есть как опытные доктора технических наук, так и молодые кандидаты технических наук, которые находятся только в начале своего творческого пути. Четыре аспиранта и соискателя планируют защитить подготовленные диссертационные работы в 2011 году.

За последнее десятилетие существенно возрос научно-педагогический потенциал кафедры. Защитили докторские диссертации Бабуров Э.Ф., Гимпильевич Ю.Б., Проценко М.Б., Афонин И.Л. Стали кандидатами наук молодые преподаватели, в том числе и выпускники последних лет: Вертегел В.В., Лашенко И.В., Посный О.А., Ивашина М.В., Головин В.В., Лукьянчиков А.В., Троицкий А.В., Смаилов Ю.Я, Лукьянчук Г.А., Редькина Е.А. (рис. 18 и 19).



В.В. Вертегел



И.В. Лашенко



В.В. Головин



А.В. Лукьянчиков

Рис. 18



А.В. Троицкий



Ю.Я. Смаилов



Е.А.Редькина



Г.А. Лукьянчук

Рис. 19

Профессор БАБУРОВ ЭДУАРД ФЕДОРОВИЧ

Родился Эдуард Федорович (рис. 20) 17 июля 1940 года в городе Хайнувка, Польша. Окончил Одесский политехнический институт в 1964 году (квалификация – инженер радиозлектроники). Работал старшим инженером в ОКБ завода имени В.И. Ленина в городе Бельцы, Молдавской ССР. В СевНТУ (СПИ, СГТУ) работает с 1976 года. Защитил кандидатскую диссертацию на тему «Разработка и исследование адаптивного предсказания передаваемых и корректирования принимаемых сигналов для повышения помехоустойчивости систем передачи информации» в 1978 году, докторскую диссертацию на тему



Рис. 20. Э.Ф. Бабуров

«Адаптивная и предварительная обработка сигналов и её применение для повышения помехоустойчивости систем передачи информации», по специальности 20.02.14 – Вооружение и военная техника – в 1995 году. Автор 145 научных работ, в том числе 6 монографий, 3 брошюр, 1 учебного пособия, 27 изобретений и 19 методических указаний.

Ведущий преподаватель дисциплин: радиоавтоматика и теория и практика научных исследований.

Научные интересы Бабурова Э.Ф. касаются помехоустойчивости систем передачи информации, предварительной обработки сигналов в каналах связи и их корректирования, использование шумоподобных сигналов для построения систем связи, радиоавтоматики, нелинейной радиолокации, гидроакустики и помехоустойчивости гидролокационных систем, выделения гидроакустических сигналов с малым доплеровским сдвигом в условиях действия развитой реверберации.

Бабуров Э.Ф. впервые предложил и разработал способ адаптивного предсказания и корректирования сигналов, позволивший повысить помехоустойчивость систем передачи нестационарных сигналов в специальных системах телевидения, фототелеграфа и гидролокации. Введение адаптивной коррекции сигналов в системах с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ) позволило компенсировать искажения принимаемых сигналов. При этом был предложен новый метод измерения качества каналов связи, позволивший определить состояние канала в виде коэффициента верно принятых посылок. Благодаря введению предсказания и корректирования сигналов в широко известную систему ШОУ удалось увеличить её помехоустойчивость от 4 до 16 раз. Система запатентована с названием «Устройство Бабурова Э.Ф.».

Реализация шумоподобных сигналов (ШПС) с заданными свойствами корреляционной функции позволила синтезировать цифровую систему передачи информации с ШПС в канале связи. При этом для цифровой обработки ШПС использованы пики корреляционной функции.

В нелинейных локаторах предложена синхронизация излучаемого сигнала с принимаемыми высшими гармониками, что обеспечило повышенную эффективность локаторов, а благодаря реализации автоматического выбора рабочего диапазона нелинейных локаторов удалось существенно повысить их помехоустойчивость.

Решена важная с практической и теоретической точек зрения задача обнаружения малоподвижных малоразмерных объектов в гидролокации при наличии развитой помехи реверберации. Задача решена благодаря предложенному Бабуровым Э.Ф. способу выделения гидроакустических сигналов с малым доплеровским сдвигом. Впервые примененное синхронное детектирование гидроакустических сигналов позволило улучшить обнаружение неподвижных объектов.

Подготовил 2 кандидатов технических наук:

Всего по специальности «Радиотехника» в СПИ, СГТУ и СевНТУ подготовлено около 7 тысяч радиоинженеров, более 60 кандидатов наук, 6 докторов наук. Сотрудниками опубликовано более 1000 научных трудов, получено 150 авторских свидетельств на изобретения и патентов. Вышли в свет, и нашли своего читателя 30 монографий и учебных пособий с грифом Министерства образования и науки Украины.

Некоторые из них представлены на рис. 21.



Рис. 21. Монографии и учебные пособия преподавателей кафедры РТ

На дневной и заочной формах обучения кафедра осуществляет подготовку бакалавров, специалистов, магистров по направлению Радиотехника, а также кандидатов и докторов технических наук по целому ряду специальностей. На базе квалификации младшего специалиста осуществляется ускоренная подготовка радиоспециалистов с приемом на второй курс дневной формы обучения и на третий курс заочной формы обучения.

Студенты-радиотехники изучают более 40 фундаментальных и специальных дисциплин в двенадцати современных, лабораториях:

- лаборатория теоретических основ радиотехники;
- лаборатория радиотехнических измерений и усилительных устройств;

- лаборатория цифровых устройств и микропроцессорных систем;
- лаборатория электродинамики и микроволновой техники;
- лаборатория антенно-фидерных устройств;
- лаборатория радиопередающих устройств;
- лаборатория радиоприёмных устройств;
- лаборатория телевизионных систем;
- лаборатория радиотехнических и телекоммуникационных систем;
- лаборатория автоматизированного проектирования и компьютерного моделирования РЭА;
- исследовательская лаборатория «Melexis».

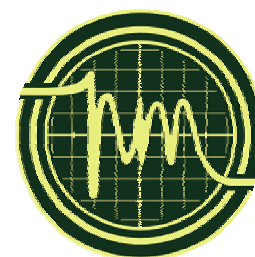
Научный коллектив кафедры работает по следующим перспективным направлениям науки и техники:

- разработка антенных систем (руководители: профессор Лобкова Л.М., доцент Щекатурин А.А., доцент Михайлюк Ю.П.);
- разработка элементной базы микроволнового диапазона (руководитель – доцент Саламатин В.В.);
- разработка микроволновых методов измерения и контроля параметров процессов, цепей, материалов (руководитель – профессор Гимпилевич Ю.Б.);
- исследование особенностей распространения электромагнитных волн различных диапазонов (руководитель – доцент Широков И.Б.);
- проектирование интегральных схем (руководитель – профессор Гимпилевич Ю.Б.);
- разработка широкого класса микропроцессорной техники (руководитель – доцент Широков И.Б.);
- разработка систем радиочастотной идентификации – *RFID* (руководитель – доцент Савочкин А.А.).

В частности:

- по заказу предприятия ОАО «Таврида-Электрик» (г. Севастополь) разработана система мониторинга мощных трансформаторов;
- для ЧП «Агрегат» (г. Ялта) разработана система контроля влажности многокомпонентной смеси;
- для компании «Melexis» (Бельгия) доработана микросхема радиочастотного приемника *MLX 71123*;
- для ОАО «Фирма «Сэлма» (г. Симферополь) разработана система газовой резки с числовым программным управлением;
- по заказу компании «Waves Audio Ltd.» (Израиль) разрабатывается интегральная схема процессора цифровой обработки сигналов.

За 2008 – 2010 годы, объем хозяйственных работ составил более 500 тысяч гривен.



Доцент САЛАМАТИН ВИКТОР ВАСИЛЬЕВИЧ

Родился 12 августа 1936 года в Тамбовской области. Окончил в 1958 году Новочеркасский политехнический институт (специальность – Автоматические измерительные устройства). По распределению был направлен в город Краснодар на завод Электроизмерительных приборов в радиолaborаторию. На базе этой лаборатории в том же 1958 году было создано Особое Конструкторское Бюро, преобразованное в 1966 году в самостоятельную организацию – Краснодарское конструкторское бюро радиоаппаратуры. Виктор Васильевич проработал в этой организации около 13 лет, пройдя путь от инженера, старшего инженера, ведущего инженера до научного руководителя НИР. Саламатин В.В. являлся ведущим исполнителем и научным руководителем семи разработок (НИР, эскизных и технических проектов, опытных образцов и партий новых измерительных приборов, предназначенных для техники СВЧ гражданского и военного назначения.

В 1966 году поступил в заочную аспирантуру Киевского политехнического института на кафедру Теоретических основ радиотехники и в 1970 году защитил диссертацию на тему «Изыскание возможности повышения точности измерения некоторых основных параметров элементов круглого волноводного тракта на волне H_{01} ». В этом же году был избран по конкурсу доцентом кафедры ТОР Севастопольского приборостроительного института. В год пятидесятилетия кафедры РТ Виктор Васильевич отметит сорокалетие своей педагогической деятельности на нашей кафедре. Награжден Почетным знаком «Изобретатель СССР» за внедренные в производство авторские свидетельства. Подготовил 7 кандидатов технических наук. Имеет более 300 научных трудов, 50 авторских свидетельств и патентов Украины на изобретения. Победитель Всеукраинского конкурса «Патент – 2006».



Рис. 22. В.В. Саламатин

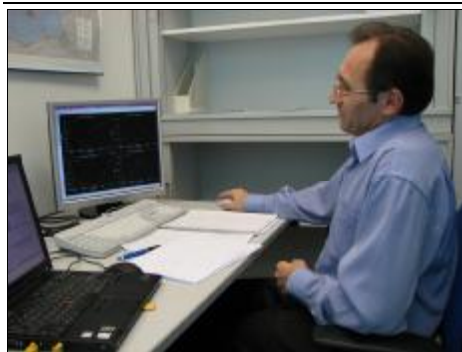
Саламатин В.В. руководит научной группы кафедры радиотехники уже более 35 лет. За эти годы Виктором Васильевичем сделан огромный вклад в научный потенциал нашей кафедры. Под его руководством выполнено 17 хозяйственных и госбюджетных НИР по заказам ведущих радиотехнических предприятий. С его участием выпущено две монографии, издано более 200 научных статей, сделано более 60 изобретений. За эти годы под руководством В.В. Саламатина защитили кандидатские диссертации: А.Д. Плоткин, А.В. Мельников, А.И. Буря, А.Б. Кондрашихин, И.В. Кудрявченко, Г.А. Лукьянчук. Сфера научных интересов Виктора Васильевича весьма широка. Это и разработка СВЧ устройств на основе полосковых металлодиэлектрических волноводов миллиметрового диапазона, измерение параметров СВЧ устройств, разработка новых микроволновых устройств на основе резонаторов бегущей волны, исследование параметров анизотропных материалов в электромагнитных СВЧ полях.

Доценты Саламатин В.В. и Мельников А.В. награждены в 1989 году почетными знаками «Изобретатель СССР». Вместе с Виктором Васильевичем над решением этих задач работают как опытные преподаватели и исследователи кафедры радиотехники кандидаты наук, доценты А.Д. Плоткин и И.В. Лашенко, так и молодые ассистенты С.Н. Бердышев, П.П. Овчаров, Г.А. Лукьянчук Виктор Васильевич сумел привлечь к научной работе одаренных студентов.

Богатая эрудиция В.В. Саламатина, глубокая внутренняя культура, деликатность и скромность являются залогом доброжелательной и творческой атмосферы в коллективе, которым он руководит. Показателями успешности научной работы группы, возглавляемой Виктором Васильевичем, являются готовящиеся к защите кандидатские диссертаций молодых преподавателей и аспирантов, а также многочисленные призы и дипломы Международных выставок и конкурсов. Только за последний год работы коллектива отмечены дипломами первой степени Международного молодежного форума «Радиоэлектроника в XXI веке» (город Харьков), дипломами победителей Всеукраинской выставки научно-исследовательских студенческих работ (город Киев); Золотыми медалями Международного салона изобретений и новых технологий «Новое время» (город Севастополь), дипломом Международной конференции «UWBUSIS– 2006» (Харьков – Севастополь), Серебряной медалью Польской ассоциации изобретателей и рационализаторов [3].

Кафедра активно сотрудничает с международными научно-техническими организациями: компанией «Melexis» (Бельгия), исследовательским центром «Astron» (Голландия), исследовательской лабораторией «International Laboratory of High Technologies» (Турция), «Waves Audio Ltd» (Израиль). Все разрабатываемые проекты сопровождаются стажировками студентов, аспирантов и преподавателей в партнерских организациях в Украине, так и за её пределами. Так, доцент Вертегел В.В. в 2007 году, а старший преподаватель Бердышев С.Н. в 2008 году прошли научные стажировки в отделе беспроводной связи компании Melexis GmbH в городе Эрфурт (Германия). Ассистент Редькина Е.А. (трижды) в 2006 и 2007 годах и аспирант Юпиков О.А. (трижды) в 2008 и 2009 годах — в научном центре Astron (Голландия).

Ассистент Смаилов Ю.Я. прошел годовую стажировку в Международной лаборатории высоких технологий Научно-исследовательского центра «Marmara» Института материалов в городе Гёбзе (Турция) (рис. 23).



В.В. Вертегел



Е.А. Редькина



Ю.Я. Смаилов

Рис. 23

Ежегодно лучшие студенты кафедры получают именные стипендии и гранты. Так в 2009 году студенты кафедры получали: стипендию Президента Украины, стипендию Верховной Рады Украины, стипендию Кабинета Министров Украины, стипендии ЗАО «Киевстар Дж. Эс. Эм.», стипендии программы «Завтра. UA», гранты программы «Профессионалы будущего» от компании МТС (рис. 24), стипендии ООО «Мист», стипендии фонда социально-экономического развития города Севастополя и другие. Огромную работу в этом направлении проводит к.т.н., доцент Савочкин А.А.

Ежегодно студенты-радиотехники СевНТУ публикуют не менее 70 научных работ в журналах и материалах конференций. Наличие этих трудов существенно повышает шансы трудоустройства выпускников кафедры как у нас в стране, так и за рубежом. Студенческие научные работы ежегодно занимают призовые места на Всеукраинских конкурсах.

Ниже приведен далеко не полный список предприятий и компаний, на которых наши студенты имеют возможность проходить практику и трудоустроиваться: радиотелевизионный передающий центр (РТПЦ); ОАО «Укртелеком»; ЗАО «Киевстар Дж. Эс. Эм.»; ЗАО «Украинская мобильная связь»; ГП испытательный центр «Омега»; промышленная группа «Таврида-Электрик»; ОАО «Фирма «Сэлма»; ГАО «Черноморнефтегаз», компания «Melexis», компания «Waves Audio Ltd»; телерадиокомпания «Дэвком» (рис. 25). Успешно функционируют два филиала кафедры РТ на базе: Севастопольского филиала ОАО «Укртелеком» и КБ радиосвязи «Телекарт-прибор».

Кафедра радиотехники и телекоммуникаций в течение 10 лет подряд (до 2009 года) являлась организатором Всеукраинских олимпиад по радиотехнике. Кроме того она является организатором ежегодной международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций, РТ». В этом году это уже шестая конференция «РТ-2010» (рис. 26). Кафедра является основным организатором ежегодной международной научно-технической конференции: «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии, КрыМиКо», труды которой представлены в базе данных «Scopus». На базе кафедры проводятся международные конференции высокого уровня «Теория и техника антенн, ICATT»; «Сверхширокополосные и сверхкороткие импульсные сигналы, UWBUSIS», в которых принимают участие ученые многих стран ближнего и дальнего зарубежья.



Рис. 24. Команда студентов – участников программы «Профессионалы будущего»



Рис. 25. Студенты – радиотехники на практике (РТПЦ города Севастополя)

Сотрудники кафедры принимают участие в работе международных семинаров, конференций и симпозиумов, проходящих во всех уголках земного шара. Доклады ученых кафедры представлялись на конференциях, проходивших в США, Англии, Франции, Германии, Испании, Чехии, Польше, Австралии,

Южной Африке, Японии. По результатам работы этих конференций можно говорить об увеличении интереса к научным разработкам, проводимым учеными кафедры РТ.

Кафедра РТ четвертый год подряд занимает первое место по научной работе в Севастопольском национальном техническом университете. Научная и педагогическая деятельность сотрудников кафедры благоприятно сказывается на обучении и воспитании студенческой молодежи.



Рис. 26. Пленарное заседание «РТ-2007»

Дополнительную информацию о деятельности кафедры РТ СевНТУ можно найти на Интернет сайте <http://www.rt.sebastopol.ua>, создателем и системным администратором которого является к.т.н., доцент Александр Анатольевич Савочкин.

Заклучение

Подводя итог, можно сказать, что курс, выбранный кафедрой радиотехники и телекоммуникаций СевНТУ, способствует процессу обучения и воспитания студенческой молодежи, поднимают интерес к выбранной профессии и способствуют прогрессу страны. Научные достижения кафедры убедительно показывают, что радиотехника не исчерпала своих возможностей и имеет прекрасные перспективы развития во всех сферах жизни и деятельности общества. Наличие научно-педагогических школ обеспечивает подготовку кафедрой РТ высококвалифицированных кадров, творческих личностей, способных успешно трудиться не только в промышленности, но и во всех сферах общественной деятельности человека.

Литература

1. Гимпилевич Ю.Б. Кафедре радиотехники и телекоммуникаций Севастопольского национального технического университета – пятьдесят! / Ю.Б. Гимпилевич, И.Л. Афонин. – Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций: матер. докл. 6-ой междунар. молодежной науч. – техн. конф. РТ – 2010, 19 – 24 апр. 2010 г. – Севастополь, 2010. – С. 36– 39.
2. Трощенко В.И. Севастопольский национальный технический университет. Очерки становления и развития 1951 – 2005 / В.И. Трощенко. – Севастополь: изд-во СевНТУ, 2005. – 180 с.
3. Ветров И.Л. Научным школам жить и процветать / И.Л. Ветров // Севастопольский университет. – 2007. – 6 мая.

Надійшла до редакції
5.6.2010 р.

УДК 621.3.011.212

Л.Б. ЛИЩИНСКАЯ

Винницький національний технічний університет

ОБОСНОВАНИЕ КОНЦЕПЦИИ «НЕЧЕТКОГО ИММИТАНСА»

Рассмотрена концепция «нечеткого иммитанса», который предполагает использование в качестве информационного параметра иммитанса, определяемого соотношением переменных токов и напряжений, не связывая их с количественными показателями, а только с результатом качественного характера.

Conception of «unclear immittance», which supposes the use as an informative parameter of immittance, determined correlation of alternating currents and tensions, is considered, not binding them to the quantitative indexes, and only with the result of high-quality character.

Ключові слова: концепція, нечіткий імітанс, радіочастотні давачі

Введение

Развитие информационной техники определяется двумя направлениями: совершенствованием

технологии и элементной базы; использованием новых принципов функционирования и проектирования. Примером таких решений является использование двоичной видеоимпульсной логики. Характерным недостатком является ее статический характер, требующий использования транзисторных ключей в нелинейном режиме, что ограничивает быстродействие и повышает энергопотребление. Частично преодолеть эти недостатки позволяет радиочастотная логика. Но отсутствие на первичном этапе ее развития современной элементной базы затормозило развитие этого направления, хотя его возможности далеко не исчерпаны. Это подтверждает и развитие глобальных информационных сетей (GPS, мобильная связь, системы наведения и т.д.), реализуемых по радиоканалам. Наличие в таких системах блоков АЦП и ЦАП, даже при дальнейшем их усовершенствовании, в ряде применений видимо будет ограничивать возможности технических средств. В связи с этим, поиск новых технических решений в области обработки информации, передаваемой в виде радиочастотных сигналов, является актуальным. Одним из решений в этой области является предлагаемая в работе концепция «нечеткого иммитанса».

Постановка задачи

При проектировании радиоэлектронных высокочастотных устройств возникает проблема определения или задания численных значений иммитансов: сопротивления – R ; емкости – C ; индуктивности – L . При этом качество результатов проектирования во многом зависит от погрешности задания или расчета значений RLC – компонентов. Наиболее характерным примером такой зависимости является влияние значения иммитанса нагрузки W_n и генератора W_r при определении иммитансных W -параметров активных четырехполюсников на высоких и сверхвысоких частотах. Например, обеспечение условий: $Z_n = Z_r = 0$ (режим КЗ) при измерении Y -параметров четырехполюсников, вследствие влияния паразитных индуктивностей выводов, практически невозможно, что приводит к росту погрешности измерений с ростом частоты. Аналогичная проблема возникла и при измерении Z -параметров, требующая обеспечения фиксированных сопротивлений $Z_r = Z_n = \infty$ (режим ХХ), что вследствие влияния паразитных емкостей между выводами и общей шиной также невозможно реализовать. Все эти недостатки привели к увеличению погрешностей измерений Y - и Z - параметров на частоте 1ГГц более чем на 20 % [1], что определило отказ измерения и использования Y - и Z - параметров на сверхвысоких частотах.

Альтернативой этих измерений явилось измерение S – параметров таких четырехполюсников [2], которые должны осуществляться в режиме двухстороннего согласования, что обеспечивается выполнением условий: $Z_n = Z_0$, $Z_r = Z_0$, где Z_0 – волновое сопротивление измерительного тракта, т.е. когда Z_n и Z_r – являются постоянными величинами, что, как и при измерении Y - и Z - параметров, является практически невыполнимым. Это связано с несовершенством соединительных элементов измерительного тракта и трансформирующими свойствами линий передачи. Когда, например, сопротивления Z_r и Z_n отличаются от волнового сопротивления на расстоянии $\lambda/4$ от клемм четырехполюсника, это приводит к изменению знака реактивной составляющей сопротивления в плоскости клемм измеряемого четырехполюсника, а, следовательно, и к росту погрешностей измерения S – параметров с ростом частоты. Другой недостаток измерений S – параметров проявляется при измерении S – параметров транзисторов, которые в диапазоне СВЧ являются потенциально-неустойчивыми [3]. В результате их входной $W_{вх}$ (выходной $W_{вых}$) иммитанс при определенных нагрузках может войти в область, где $\text{Re}W_{вх}$ ($\text{Re}W_{вых}$) < 0 (рис. 1.), что приводит к неконтролируемому возбуждению экспериментальной установки и, как следствие, к росту погрешности измерений.

Решение задачи

Преодоление этих недостатков достигнуто за счет отказа на этапе измерений Y -, Z - и S -параметров от необходимости выполнения условий: $W_n = \text{const}$, $W_r = \text{const}$. Был предложен метод измерения W -параметров в режиме, когда: $W_n = \text{var}$, $W_r = \text{var}$ и не контролируется по величине, т.е. являются произвольными.

Такой метод получил наименование метода «плавающей нагрузки» и позволил осуществлять W -параметры активных четырехполюсников, в том числе и потенциально-неустойчивых, во всем СВЧ диапазоне с погрешностью не превышающей 20 % [4].

Подобное решение, путём отказа от использования на этапе функционального синтеза радиоэлектронных устройств численных фиксированных значений RLC-параметров, осуществлено в [5], где разработаны таблицы преобразования иммитанса однопараметрических обобщенных преобразователей иммитанса (ОПИ) на базе биполярных и полевых транзисторов, позволяющие использовать только качественные (нечеткие) значения преобразуемого W_n (W_r) и преобразованного $W_{вх}$ ($W_{вых}$) иммитансов.

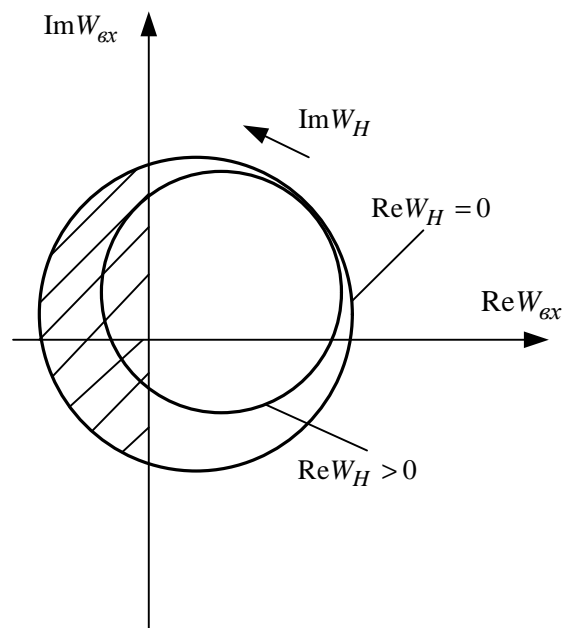


Рис. 1. Иммитансная окружность потенциально-неустойчивого четырехполюсника (/// – область неустойчивости, где $\text{Re}W_{вх} < 0$)

Таким образом, на основании рассмотренных примеров следует, что отказ от использования количественной характеристики иммитанса, на определенном этапе разработки, и переход к качественной оценке, которую в общем случае можно рассматривать как использование нечеткого иммитанса, позволяет достигнуть определенных преимуществ (упростить методику синтеза, расширить диапазон измерения и др.).

Аналогичный пример использования на определенном этапе вместо количественной качественной оценки широко известен в виде теории и методов нечетких множеств, предложенных Заде [6] и получивших в настоящее время применение в различных областях научных исследований. Это позволяет предположить, что введение концепции «нечеткого иммитанса» в дальнейшем также приведет к получению новых результатов как в методах проектирования (разработки) электронных устройств, так и созданию новых типов таких устройств.

Таким образом, концепция «нечетких иммитансов» предусматривает использование на определенном этапе качественных иммитансных характеристик цепи: активное сопротивление $\pm R$ ($\pm G$); индуктивность ($\pm L$); емкость ($\pm C$), без их количественной оценки.

Примеры практического применения

В качестве примера использования такой концепции рассмотрим методику функционального синтеза радиочастотных датчиков (РЧД) дистанционного контроля на базе двухпараметрического ОПИ, реализуемого на базе однопереходного транзистора.

Структурную схему РЧД можно представить в виде рис. 2а. Учитывая трудность реализации индуктивного компонента в интегральном виде, сформулируем задачу использования активной индуктивности на базе ОПИ, обладающей отрицательной активной составляющей иммитанса. Решение этой задачи обеспечивает использование таблицы преобразования иммитанса 2-х параметрического ОПИ (табл. 1), где представлены только качественные характеристики иммитанса цепи.

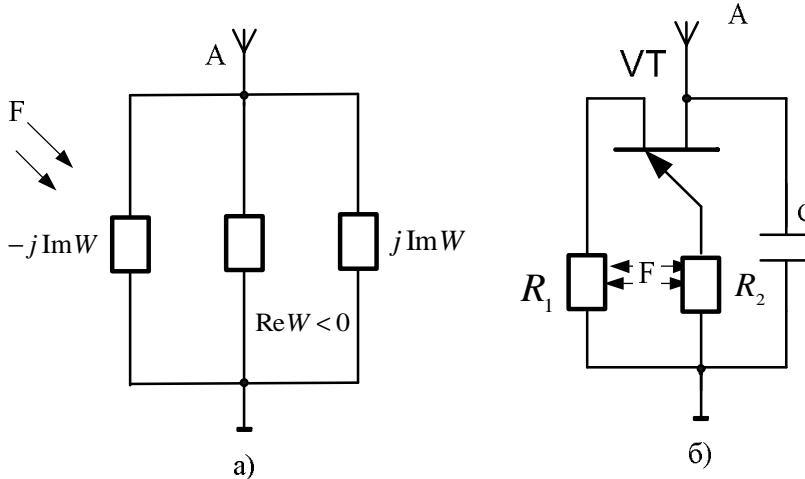
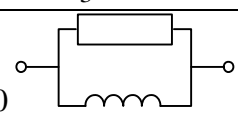
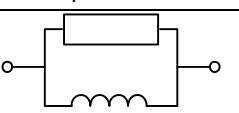
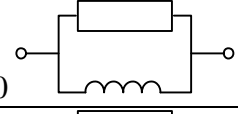
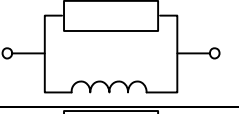
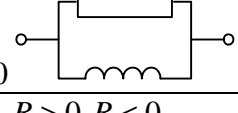
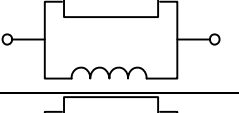
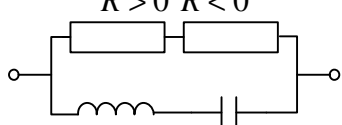
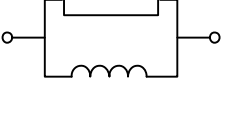
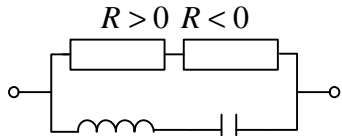
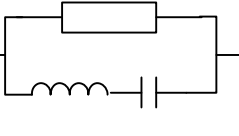
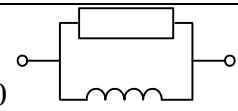
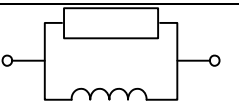


Рис. 2. Структурная (а) и высокочастотная (б) схемы РЧД:
 А – излучающая антенна; W – иммитанс активного резонатора; F – контролируемое возмущение

Таблица 1

Таблица преобразования иммитанса ОПИ на основе однопереходного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером

Преобразуемый иммитанс		Преобразованный иммитанс $W_{\text{вых}}$	
1	2	3	4
Z_1	Z_2	$\alpha < 1$	$\alpha > 1$
R_1	R_2	$R > 0$	$R < 0$
	L_2	$R > 0$	$R < 0$
	C_2	$R > 0$	$R < 0$

1	2	3	4
C1	R2	$R < 0$ 	$R < 0$ 
	L2	$R < 0$ 	$R < 0$ 
	C2	$R < 0$ 	$R < 0$ 
L1	R2	$R > 0$ $R < 0$ 	$R < 0$ 
	L2	$R > 0$ $R < 0$ 	$R < 0$ 
	C2	$R > 0$ 	$R < 0$ 

Анализ этой таблицы показывает, что решения поставленной задачи достигается, когда используются схема включения ОТ с общим эмиттером в режиме, когда коэффициент передачи по току $\alpha > 1$ и оба преобразуемых иммитанса являются резистивными. Дополнив схему резонирующей емкостью C , получаем высокочастотную схему РЧД (рис. 2б), отвечающую поставленным требованиям.

Вторым примером использования концепции нечеткого иммитанса является построение «иммитансной логики», когда в качестве «логического нуля» и «логической единицы» используются не изменения тока или напряжения, а изменения качественных характеристик иммитанса. Таблицы истинности ряда вариантов иммитансных логических инверторов представлены на рис. 3.

Логический уровень	Иммитансный уровень	Логический уровень	Иммитансный уровень	Логический уровень	Иммитансный уровень
1	$R > 0$	1	$C > 0$	1	L
0	$R < 0$	0	$C < 0$	0	C

а)

б)

в)

Рис. 3. Таблицы истинности ряда вариантов иммитансных логических инверторов: а) для резистивной иммитансной логики; б) для емкостной иммитансной логики; в) для индуктивно-емкостной иммитансной логики

Например, для реализации иммитансного логического инвертора возможно использование как пассивных, так и активных компонентов. Использование пассивных компонентов (отрезков линии передачи, различных видов электрических и акустических трансформаторов, ферритов и т.д.) возможно в ограниченных вариантах и, как правило, приводит к ухудшению массогабаритных и технологических характеристик. Кроме того, такие ОПИ не позволяют реализовать отрицательные вещественные иммитансы, а, следовательно, и создать иммитансные логические устройства с функциональной полнотой. В связи с этим, предпочтение следует отдать активным ОПИ, в частности, реализуемых на базе полупроводниковых активных приборов.

Проиллюстрируем возможность построения иммитансного логического элемента «НЕ» на базе конвертора иммитанса, реализуемого на основе однопереходного транзистора. Выбор относительно низкочастотного транзистора обусловлен необходимостью уменьшения паразитных реактивных элементов и ставит целью не выявление потенциальных возможностей, а демонстрацию схмотехнической реализуемости.

Рассмотрим иммитансный логический элемент на базе однопереходного транзистора, включенного по схеме с общей первой базой (рис. 4.).

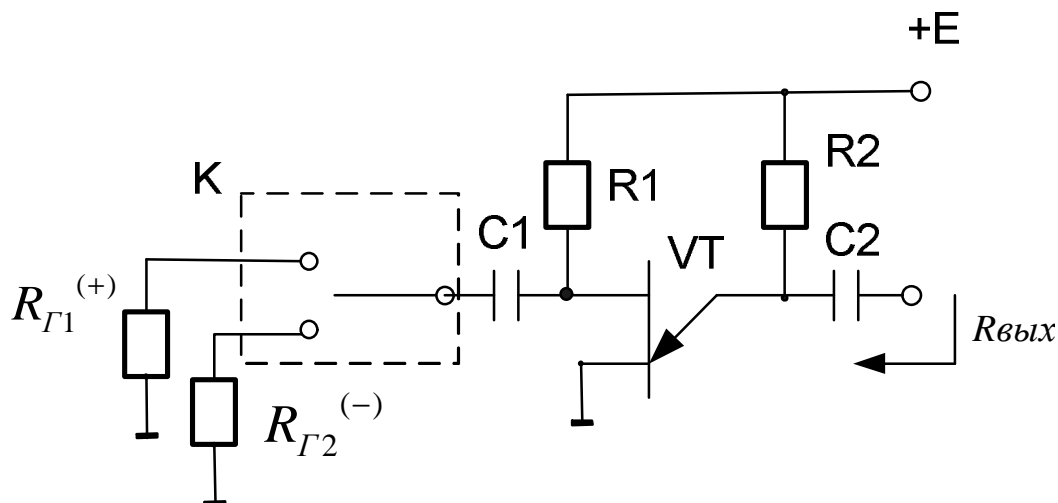


Рис. 4. Принципиальная электрическая схема иммитансного логического элемента «НЕ» на базе однопереходного транзистора

При достаточно больших токах эмиттера дифференциальное сопротивление эмиттера $r_e \rightarrow 0$ и сопротивление между эмиттером и первой базой буде равно [8]:

$$R_{EB1} = (1 - a)R_r,$$

где a – коэффициент передачи транзистора по току;

$$a = i_{B2} / i_E; i_{B2}, i_E \text{ – токи, текущие по выводу второй базы и эмиттера.}$$

В определённых режимах коэффициент передачи по току однопереходного транзистора $a > 1$. Откуда $R_{EB1} = -(a - 1)R_r$, где $(a - 1) = T$ – коэффициент преобразования импеданса.

Таким образом, при «подключении» между первой и второй базой транзистора положительного вещественного импеданса $R_{Г1}^{(+)}$ (логическая «1») выходной импеданс схемы $R_{вых} = -(a - 1)R_{Г1} < 0$ (логический «0»).

В случае, если между первой и второй базой транзистора «подключен» отрицательный вещественный импеданс $R_{Г2}^{(-)}$ (логический «0») выходной импеданс схемы $R_{вых} = (a - 1)R_{Г2}^{(-)} > 0$ (логическая «1»). Рассмотренные режимы соответствуют логической функции «НЕ» (табл. 2.).

Таблица 2

Таблица истинности резистивного иммитансного логического элемента «НЕ»

R_r	X	$R_{вых}$	Y
$R_r^{(+)} > 0$	1	$-TR_r < 0$	0
$R_r^{(-)} < 0$	0	$TR_r > 0$	1

Введенный в схему коммутатор «К» является условным звеном, имитирующим появление на входе схемы соответствующего иммитанса. Оценка быстродействия такой логической схемы показывает, что она определяется граничной частотой транзистора и с учетом параметров современных транзисторов ($f_T \approx 250\text{--}300\text{ГГц}$) [7] потенциально составляет величину 10^{-12}с. , что на сегодняшнем уровне не достижимо для видеоимпульсных схем.

Рассмотренные примеры показывают возможности использования концепции «нечеткого иммитанса» в ряде применений и позволяют поставить задачу поиска новых технических решений и преимуществ использования такой концепции.

Выводы

1. Концепция «нечеткого иммитанса» предполагает использование в качестве информационного параметра иммитанса, определяемого соотношением переменных токов и напряжений, не связывая их с количественными показателями, а только с результатом их качественного характера.

2. Учитывая, что при этом используемые активные компоненты могут работать в квазилинейном режиме, их потенциальное быстродействие ограничено предельной частотой активной структуры, а не переходными процессами в ней.

3. Сформулированная в работе концепция «нечеткого иммитанса» не позволяет выявить ее всех преимуществ и недостатков. Она требует дальнейшей разработки базового математического аппарата и

Литература

1. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний. Под ред. И.Г. Бергельсона, Ю.А. Каменецкого, И.Ф. Николаевского. – М., Советское радио, 1968. – 504 с.
2. Шварц Н.З. Система нестандартных S- параметров. – В кн. Микроэлектроника и полупроводниковые приборы / Под ред А.А. Васенкова, Я.А. Федотова. – М.: Сов. радио, – 1976. – Вып. 1. – С. 302– 310.
3. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. – М.: Сов. Радио, 1980, – 368 с.
4. Устройство для измерения параметров матрицы Y- проводимости четырехполюсника: А.с. 1095102 СССР. / Филинюк Н.А. (СССР). – Заявл. 19.08.82; Оpubл. 30.05.84, Бюл. № 20. – 4 с.
5. Филинюк Н. А. Активные СВЧ фильтры на транзисторах / Н.А. Филинюк. – М.: Радио и связь, 1987. – 112 с.
6. Zadeh, L. A., Fuzzy Sets as a Basis for a Theory of Possibility, Fuzzy Sets and Systems, Vol. 1, No. 1, pp. 3– 28 (1978).
7. Філінюк М.А. Інформаційні присторої на основі потенційно–нестійких багатоелектродних напівпровідникових структур Шоттки: монографія. / М.А. Філінюк, О.М. Куземко, Л.Б. Ліщинська. – Вінниця: ВНТУ, 2009. – 274 с. – ISBN 978-966-641-332-4
8. Лишинская Л.Б., Булыга И.В., Шведюк А.Г., Филинюк Н.А. Обобщенные преобразователи иммитанса на основе инжекционно-пролётной транзисторной структуры с общим истоком // Наукові праці ВНТУ. – 2008. – № 2. – С. 1-18.

Надійшла до редакції
24.6.2010 р.

УДК 389.14: 006.15.7

В.Т.КОНДРАТОВ

Институт кибернетики им. В.М.Глушкова НАН Украины

МЕТРОНИКА, ВЕРОЯТНОСТНО-ФИЗИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ОТКАЗОВ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ И ИХ ГРАФИЧЕСКИЕ ПОРТРЕТЫ

В работе рассматриваются первичные сведения о метронике, как о новой зарождающейся науке, вопросы прогнозирования времени наработки на метрологический отказ, выбора нормированной по значению физической величины, выбора адекватной вероятностно-физической модели метрологических отказов, построения графических портретов данной модели, испытания средств измерений после прогонки, определения вероятности метрологического отказа средства измерений и ее неопределенности.

The paper deals with the primary information about Metronica, as the new emerging science issues of forecasting time between metrological failure, the choice of the normalized values of physical quantities, the choice of an adequate probabilistic-physical model of metrological failures, the construction of graphic portraits of the model, a test measuring means after sweep determine the probability of metrological failure of media-properties measurement and its uncertainty

Ключові слова: метроніка, фізична величина, графічні портрети, функції розподілу.

Введение

Прогресс науки и техники XXI века требует все большей концентрации усилий ученых-метрологов и специалистов, направленных на развитие теорий и методов прогнозирования и определения параметров метрологической надежности (МН) средств измерений (СИ).

Метрологи всех стран должны понять необходимость системного охвата всей научно-практической деятельности по прогнозированию, оценке и обеспечению МН СИ и комплексно развивать все направления научных исследований, связанные с данной проблемой. Нужно смелее высказывать свои идеи и воплощать их в жизнь.

Настоящая работа является первой из серии работ по становлению науки «метроники» и решению важнейшей проблемы прогнозирования и определения времени наработки СИ на метрологический отказ (МО) методом динамической нелинейной регрессии, в котором используются вероятностно-физические модели (ВФ-модели) МО. ВФ-модель МО СИ – это модель, описываемая гибкой многопараметровой функцией распределения (ФР) нормируемых метрологических характеристик (МХ) в течение времени наработки на МО, и характеризующая явление МО СИ, и его закономерные связи с МХ СИ.

ВФ-модель МО СИ аналитически представляется в виде метрологической ФР нормируемых погрешностей, например, или в виде графического портрета в совмещенной системе шкал.

Работа состоит из нескольких сообщений. В данном сообщении рассматриваются такие аспекты МН

как: первичные сведения о метронике, как науки, вопросы прогнозирования времени наработки на МО, выбора нормированной по значению (образцовой) физической величины; выбора адекватной ВФ-модели МО, построения графических портретов данной модели; испытания СИ после прогонки, определения вероятности МО СИ и ее неопределенности.

Объект исследований – метроника и особенности представления информации о МН СИ.

Предмет исследований – графическая интерпретация ВФ-моделей МО СИ в объединенной системе шкал.

Целью работы является ознакомление ученых и специалистов с новыми теориями и акцентами, связанными с решением задач МН СИ.

Полученные результаты и обсуждение

Метроника – это новая зарождающаяся наука

В XXI-м веке эффективное развитие теорий и методов прогнозирования и определения параметров и показателей МН СИ возможно в том и только в том случае, если все они будут объединены и развиваться в рамках науки «метроники» [1, 2].

Определение 1

Метроника – это наука о МН, методах и средствах обеспечения ее сохранности, о способах прогнозирования и определения параметров и показателей МН СИ.

Определение 2 (упрощенное)

Метроника – это наука о теоретических и практических аспектах МН информационно-измерительных систем, средств измерений, биосенсоров, сенсоров и измерительных преобразователей, эталонов, мер, стандартных образцов веществ и материалов и т.д.

Предметом метроники является извлечение количественной информации о МН СИ с заданной точностью и достоверностью.

Средством метроники является совокупность вероятностно-физических моделей метрологических отказов (МО), методов и методик многократных измерений образцовых физических величин (ФВ), воспроизводимых мерой или стандартными образцами состава и свойств веществ и материалов, а также методик извлечения количественной информации о МН и о вероятности МО, обеспечивающие требуемую точность прогнозирования и определения параметров и показателей МН.

Метроника объединяет следующие научные теории:

1. Теорию синтеза многопараметровых вероятностно-физических моделей МО СИ;
2. Теорию МН средств прямых измерений, сенсоров и измерительных преобразователей;
3. Теорию МН интеллектуальных средств избыточных измерений (СИИ), интеллектуальных сенсоров, биосенсоров и измерительных преобразователей с нелинейными ФП и с управляемыми параметрами;
4. Теорию и методы нелинейного регрессионного анализа применительно к задачам прогнозирования;
5. Теорию прогнозирования и определения реальных значений параметров и показателей МН СИ на основе гибких ВФ-моделей МО;
6. Теорию и методы обработки результатов измерений параметров МН СИ и их неопределенности (с учетом законов распределения случайных погрешностей, вероятностной меры и значений ширины полосы неопределенности).

При решении метрологических задач и задач МН СИ мы сталкиваемся с необходимостью высокоточной обработки метрологических чисел. Этой проблемой занимается аппроксиметика¹. Возможно в ближайшие 10-15 лет аппроксиметика станет наукой о теоретических и практических аспектах вычислительной обработки результатов измерений и других метрологических чисел, о путях и методах создания метрологических спецпроцессоров и микропроцессоров, в которых в качестве меры точности используется, например, подсчет разрядов чисел.

1. О прогнозировании времени наработки на МО

Известно, что в процессе эксплуатации СИ МХ претерпевают три этапа изменений: этап стабилизации метрологических характеристик (МХ) путем интенсивной прогонки СИ, этап относительного постоянства МХ при использовании СИ в нормальных и рабочих условиях, а также этап прогрессирующего возрастания (по модулю) МХ в результате интенсивного старения и деградации материалов чувствительных и конструктивных элементов функциональных блоков СИ.

По нашему мнению процесс прогнозирования времени наработки на МО должен начинаться с момента времени постановки вновь созданных однотипных СИ на интенсивную прогонку в жестких условиях искусственно созданной окружающей среды. Это необходимо для корректного выбора соответствующей ВФ-модели МО с учетом предыстории процесса старения СИ и процесса стабилизации функции преобразования (ФП) измерительных каналов (ИК). К сожалению, в странах СНГ пока не практикуются поверки СИ в процессе его прогонки.

В качестве примера на рис. 1 приведено семейство МХ однотипных СИ, имеющие разные значения нормируемых погрешностей на момент их аттестации и присвоения класса точности. Как видно из рисунка,

¹ Аппроксиметика. <http://www.yur.ru/science/computer/appro/monografia.htm>

процесс стабилизации МХ каждого из СИ, поставленного на прогонку, протекает по-разному (см. рис. 1, кривые 1-9).

В одних СИ процесс стабилизации происходит по закону, близкому к параболическому, в других – к гиперболическому, а в третьи – еще по более сложным законам.

На момент времени t_{x0} окончания поверки принимается, что МХ однотипных СИ стали стабильными, т.е. их значения находятся в заданных доверительных границах усредненной полосы неопределенности, а СИ можно присваивать соответствующий класс точности. Те СИ, нормируемые погрешности которых не вписались в полосу неопределенности, подвергаются дальнейшей прогонки или направляются в цех на дополнительную настройку и калибровку.

Присваиваемый СИ «групповой» класс точности фактически является заниженным и не соответствует классу точности реального СИ и погрешности результата измерений.

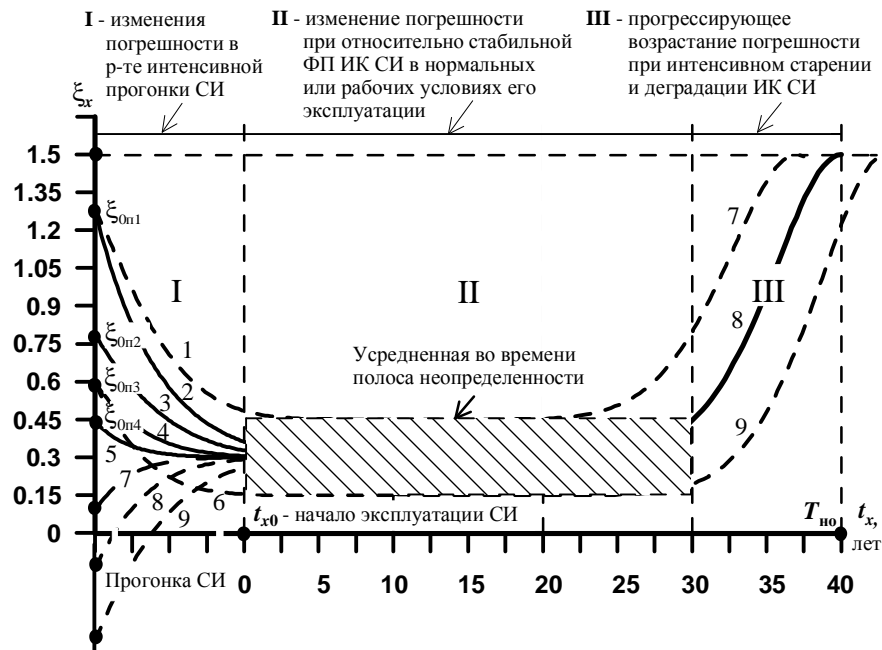


Рис. 1. Семейство МХ, характеризующее изменение во времени нормируемой погрешности измерений для однотипных СИ

Как видно из рис. 1 (пятый график), СИ с МХ 5 может быть присвоен класс точности 0,5, а не 1,5. При классе точности 1,5 коэффициент метрологического запаса составит 5, а не 3,3. В результате цена такого СИ может существенно превышать среднегрупповую. Кроме того, обезличиваются те СИ, МН которых выше других по причине выбора значения коэффициента метрологического запаса с учетом худших значений МХ. В результате необоснованно планируются дополнительные поверки этих СИ, а, следовательно, и дополнительные затраты. Такой подход экономически не выгоден, поскольку от класса точности и от МН СИ зависит как его цена, так и уверенность пользователей в получении достоверных результатов. Необходимо разрабатывать новые методы расчета стоимости СИ с учетом его МХ и показателей МН.

Экономически выгоднее присваивать класс точности каждому СИ по реальным результатам прогонки, т.е. в зависимости от полученных значений нормируемой погрешности² и ее полосы неопределенности, и указывать при этом прогнозные значения времени наработки на МО и его полосу неопределенности.

2. Выбор нормированной по значению (образцовой) физической величины

При определении времени наработки СИ на МО, при известном виде ФП ИК, важное значение имеет правильный выбор нормированной по значению (образцовой)³ ФВ x_0 . Образцовая ФВ выбирается по результатам экспериментальных исследований следующим образом. Вначале проводятся многократные измерения, например, пяти образцовых ФВ (x_{01} , x_{02} , x_{03} , x_{04} и x_{05}). При линейной ФП ИК данные ФВ выбираются таким образом, чтобы равномерно перекрыть весь диапазон измерений ФВ (в начале, – при малых значениях ФВ, в середине, – при средних значениях и в конце диапазона, – при больших значениях ФВ). При использовании высокочувствительных сенсоров (или ИК в целом) с нелинейными ФП подбор пяти образцовых ФВ осуществляется иначе. Выбираются ФВ, соответствующие минимальной, средней и

² Для общности изложения в работе используется обобщенное понятие «нормируемая погрешность» (вместо абсолютная, относительная и приведенная) и введено ее обозначение через греческую букву ξ «пси» с соответствующим индексом. Для краткости используется общий термин «погрешность».

³ Для краткости далее используется термин «образцовая».

максимальной чувствительности ИК. Причем размеры ФВ x_{01} и x_{02} выбираются в точках графика ФП ИК, соответствующих минимальной чувствительности ИК, размер третьей ФВ x_{03} выбирается в характеристической точке графика, соответствующей точки перехода, касания и т.п., или в точке, соответствующей среднему значению чувствительности, а размеры ФВ x_{04} и x_{05} – в точках графика, соответствующих максимальной чувствительности ИК. Это необходимо для изучения явления МО СИ.

При решении задачи выбора образцовых ФВ важным является воспроизведение их размеров с помощью меры (регулируемой или нерегулируемой) или с использованием набора стандартных образцов свойств и состава веществ и материалов. Если невозможно воспроизвести размеры $\{x_{04}\}$ и $\{x_{05}\}$, а воспроизводятся только ФВ с размерами $\{x'_{04}\}$ и $\{x'_{05}\}$, то вводится коэффициент соответствия k_c ⁴. Он указывает на необходимость увеличения полученных значений погрешностей результатов многократных измерений ФВ x'_{04} и x'_{05} и соответствующих полос неопределенности в k_{c1} и k_{c2} раз соответственно. Этим приемом обеспечивается корректность определения времени наработки СИ на МО.

При проектировании СИ выбор пяти образцовых ФВ x_{01} , x_{02} , x_{03} , x_{04} и x_{05} заданных размеров осуществляется по результатам теоретических исследований нормируемой погрешности.

По полученным результатам измерений выбирается та ФВ, при которой значение среднеквадратического отклонения результата измерений является максимальным. Выбранную образцовую ФВ обозначают через x_0 . При этом полагают, что данный выбор ограничивается возможностями регулируемой меры, воспроизводящей с заданной точностью образцовую ФВ x_0 необходимого размера, т.е. $x_0 = (\{x_0\} \pm \{\Delta_{x_0}\})[x_0]$, где $\pm\{\Delta_{x_0}\}$ – значение погрешности воспроизведения, равное значению полуширины полосы неопределенности.

3. Выбор адекватной вероятностно-физической модели МО

В теории МН классические, строго вероятностные, модели МО с фиксированными законами распределения (и параметрами) себя не оправдали. Наиболее перспективными становятся гибкие ВФ-модели МО на основе двух- и многопараметровых функций плотности распределения случайных величин [3]. Первая модель МО была создана нами в 2007 году к Дню победы и получила название «функция распределения (ФР) нормируемых погрешностей в течение времени наработки на МО» или «ФР Кондратова – Вейбулла» (в честь соавторов) [4, 5]. Одновременно были разработаны и впервые опубликованы в [4] двенадцать правил синтеза ФР, выполнение которых обеспечивает решение задачи синтеза новых ВФ-моделей МО СИ. Основные и дополнительные свойства ФР Кондратова – Вейбулла описаны в работах [4, 5].

ФР Кондратова – Вейбулла, как и другие многопараметровые ФР [5-12], устанавливает закономерную связь между МХ и параметрами МН СИ. От известных многопараметровых функций она отличается постоянством параметра масштаба во времени и широкими возможностями по изменению формы кривой путем изменения значений параметров формы и параметра сдвига (или времени наработки на МО).

ФР представляет собой прогнозную нелинейную функцию, характеризующую изменение во времени нормируемой погрешности и ширины полосы ее неопределенности, которые получены в результате измерений образцовой ФВ x_0 с помощью СИ определенного типа и класса точности, в дискретные моменты времени поверок СИ. В метрологии такие функции называют метрологическими функциями (МФ), поскольку каждому значению аргумента соответствует триединое (метрологическое число) значение функции: среднестатистическое значение и значения верхней и нижней границ полосы неопределенности (границы рассеяния, например, значений погрешности измерений) [1, 11]. О ФР, как о метрологической функции и ее графическом представлении, будет сказано ниже.

В общем виде ФР Кондратова – Вейбулла описывается (прогнозным) уравнением связи нормируемой погрешности с параметрами масштаба, смещения, формы и сдвига (или временем наработки на МО)⁵ и имеет следующий вид⁶ [4]:

$$\xi_x(t_x) = S_\xi \cdot \left(\frac{t_x}{T_{но}}\right)^{k_\phi - k_\phi^0} \exp\left[-\left(\frac{t_x}{T_{но}}\right)^{k_\phi - k_\phi^0}\right] + \xi_{x0}, \quad (1)$$

где

$$S_\xi = e \cdot (\xi_{нд} - \xi_{x0}) = e \cdot \xi_{нд} \cdot (1 - \xi_{x0} / \xi_{нд}) = e \cdot \xi_{нд} \cdot (1 - 1/k_{мз}) \quad (2)$$

– параметр масштаба (или параметр чувствительности), зависящий от разности погрешностей $\xi_{нд}$ и ξ_{x0} ; $T_{но}$ – параметр сдвига (время наработки СИ на МО в годах), k_ϕ – параметр формы; $\xi_{x0} = \overline{\xi_{x0}(t_{x0})}$ – параметр смещения или среднее значение нормируемой погрешности результата многократных измерений образцовой ФВ x_0 в момент времени t_{x0} , например, присвоения класса точности или начала эксплуатации

⁴ Индекс «с» – от слова «соответствие».

⁵ уравнением параметров

⁶ ФР Кондратова – Вейбулла является четырехпараметровой, а не двухпараметровой функцией, как заявлялось ранее.

СИ; e – действительное число Эйлера ($e = 2,71828182\dots$)⁷; $\xi_{нд}$ – доверительная граница нормируемой погрешности результата измерения, значение которой в процентах соответствует классу точности СИ; $k_{мз}$ – коэффициент метрологического запаса, характеризующий запас нормированной по значению погрешности $\xi_{нд}$ по отношению к погрешности ξ_{x0} ($k_{мз} = \xi_{нд} / \xi_{x0}$); t_x – текущее календарное время в годах; $k_{\phi}^0 = 1$, с индивидуальными для каждого СИ параметрами ξ_{x0} и $\xi_{нд}$.

Ниже, на рис. 2, приведено семейство ФР Кондратова – Вейбулла при $\xi_{нд} = \pm 1$, $\xi_{x0} = -0,4$, $\Delta T_{п} = 5$ лет, $T_{но} = 30$ лет и разных значениях параметра формы – от $k_{\phi} = 1$ до $k_{\phi} = 10$.

Пунктирная кривая 1 занимает промежуточное положение между прямой $\xi_{нд} = 1$ и графиком при $k_{\phi} = 1$, а пунктирная кривая 2 – промежуточное положение между графиками при $k_{\phi} = 1$ и $k_{\phi} = 2$. Для кривой 1 $k_{\phi} = 0,5$, а для кривой 2 $k_{\phi} = 1,42$. Возможно построение графиков и при других дробных значениях k_{ϕ} .

ФР приведены в совмещенной системе шкал, о чем будет сказано ниже.

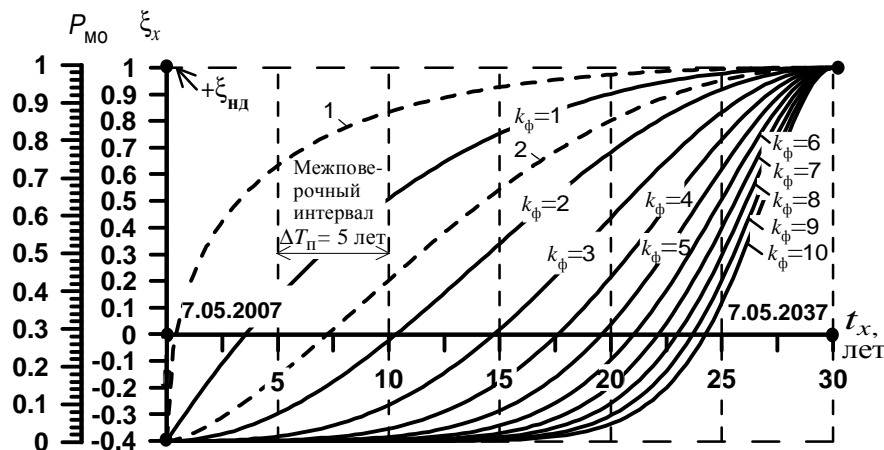


Рис. 2. Семейство ФР Кондратова – Вейбулла при разных значениях параметра формы

Как видно из рис. 2, ФР Кондратова – Вейбулла является весьма гибкой функцией, поскольку ее кривые изменяют свою форму от выпуклой до вогнутой при изменении значений параметра формы k_{ϕ} . Вершины кривых строго соответствуют заданному прогнозируемому времени наработки на МО ($T_{но} = 30$ лет) и не меняют своего расположения при изменении k_{ϕ} .

Эти и другие свойства ФР используются для создания ВФ-моделей МО разных типов СИ. При создании указанных моделей и их описании используются понятия, характеризующие кривую, – параметр масштаба, параметр формы, параметр сдвига (время наработки на МО) и параметр смещения.

4. Построение графического портрета вероятностно-физической модели МО СИ

Для решения задач МН (МН) паспорт на СИ должен содержать документ, представляющий собой «графический портрет ВФ-модели МО СИ».

В нем должны быть указаны: аналитическое выражение прогнозной ФР, вид кривой и значения параметров данной ФР, календарное время проведения первой поверки, рекомендации по проведению последующих поверок (с указанием или без указания календарного времени), значения интервалов времени между поверками, вероятность МО с указанием доверительных границ и другая информация.

Прогнозные кривые строятся в виде метрологических функций индивидуально для каждого СИ (реже для группы СИ одного типа) при заданном значении прогнозного времени наработки на МО, например, $T_{но} = 30$ лет, и, предпочтительно, при коэффициенте формы $k_{\phi} = 6 \pm 1$ [1]. Вдоль ФР проводятся расчетные или априори установленные верхняя и нижняя доверительные границы полосы неопределенности каждой МФ или ширина $\pm \Delta_{\xi 1}, \pm \Delta_{\xi 2}$ и $\pm \Delta_{\xi 3}$ данной полосы (см. рис. 3, МФ1, МФ2 и МФ3).

Дополнительно указываются значения межповерочного интервала, например, $\Delta T_{п} = 5$ лет, календарное время начала ввода СИ в эксплуатацию и прогнозируемое календарное время проведения поверок (рис. 3, даты 7.05.2007, ..., 7.05.2037).

Рекомендуется межповерочные интервалы выбирать кратными одному году, а поверки проводить в одно и то же время дня и в один и тот же месяц года. Этим учитывается полный природный цикл влияния

⁷ e – действительное число, особенностью которого является возможность представления его в любой системе исчисления с любой степенью детальности, с любым числом значащих разрядов, поскольку $e = 1 + 1/1! + 1/2! + 1/3! + \dots + 1/n!$.

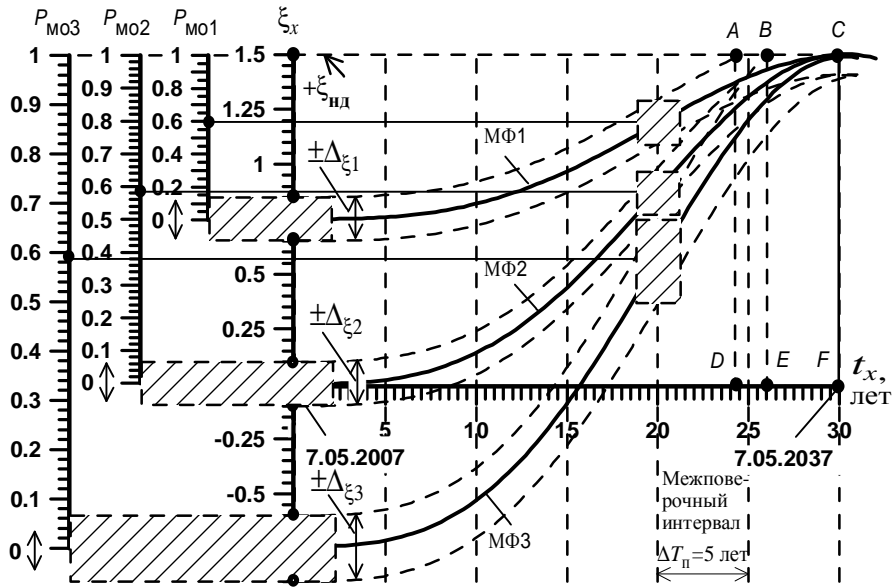


Рис. 3. Графический портрет прогнозных ВФ-моделей МО трех однотипных СИ в объединенной системе шкал

При решении задач определения $T_{но}$ целесообразно в конечных расчетах обеспечить значение параметра формы равным $k_{\phi} = 10 \pm 2$. Этим самым достигается более точное определение времени $T_{но}$ наработки на МО.

На прогнозной кривой целесообразно отмечать точки, соответствующие пересечениям границы верхнего или нижнего допустимых значений погрешности $+\xi_{нд}$ или $-\xi_{нд}$ кривой, смещенной вверх или вниз на полуширину полосы неопределенности (рис. 3, точки A и B для $+\xi_{нд}$). Причем точки A и B соответствуют моментам времени наработки на МО, равным, соответственно, $T_{но} = 24,3$ года (при погрешности $\Delta T_{но1} = -5,7$ года) и $T_{но} = 26$ лет (при погрешности $\Delta T_{но2} = \Delta T_{но3} = -4,0$ года). Эти отклонения составляют 19 % и 13,3 % от прогнозного значения $T_{но} = 30$ лет, соответственно.

По точкам D и E, расположенным на оси времени, определяется прогнозируемое календарное время наработки на МО для каждого СИ (рис. 3).

Из приведенных графических построений видно, что на значение погрешности определения $T_{но}$ влияет значение ширины полосы неопределенности погрешности измерения образцовой ФВ x_0 в моменты времени проведения очередной поверки СИ.

Следует отметить, что прогнозная кривая ФР Кондратова – Вейбулла строится в объединенной системе шкал: со шкалами – «вероятность МО» и «нормируемая погрешность» и отдельными или совмещенными шкалами «интервального времени» и «календарного времени», как показано на рис. 2 и рис. 3.

Из рис. 3 видно, что вероятность МО $P_{МО}$ каждого из 3-х СИ равны между собой и имеют одну и ту же полосу неопределенности в случае, когда метрологические ФР имеют одинаковые значения параметра формы и параметра масштаба. Полоса неопределенности вероятности $P_{МО}$ МО зависит от полосы неопределенности $\pm\Delta\xi$ определения значения погрешности ξ_{x0} . Так, например, через 20 лет ($t_x = 20$ лет) эксплуатации прогнозная вероятность МО каждого из 3-х СИ составит, соответственно, $P_{МО1} = 0,6 \pm 0,15$, $P_{МО2} = 0,59 \pm 0,9$ и $P_{МО3} = 0,59 \pm 0,15$.

На рис. 3 фрагменты полос неопределенности показаны непосредственно на кривых метрологических ФР в виде заштрихованных прямоугольников, расположенных в точке пересечения вертикальной оси, поведенной через число 20 параллельно оси ординат, и кривой соответствующей ФР. Необходимо отметить, что полоса неопределенности погрешности ξ_{xi} измерения от поверки к поверке может изменяться случайным образом. На графическом портрете это может быть показано рисками разной высоты или заштрихованными областями в окрестности точек, соответствующих времени t_{xi} проведения очередной поверки.

Совмещенные портреты ВФ-модели МО нескольких СИ используются для изучения явления МО однотипных СИ.

В паспорт на каждое конкретное СИ должны быть вложены индивидуальные портреты ВФ-моделей МО. Для средств избыточных измерений (СИИ) в паспорт вписываются также первые результаты

определения параметров ФП ИК на момент времени t_{x0} .

5. Испытания СИ после прогонки: определение погрешностей и установление класса точности

После окончания интенсивной прогонки СИ, проводятся испытания с целью присвоения СИ класса точности и ввода в эксплуатацию. Для этого, как было отмечено выше, выбираются пять образцовых ФВ, соответствующие минимальной, средней и максимальной чувствительности ИК. Проводятся многократные измерения этих величин. Из полученных результатов выбирается тот, при котором значение среднеквадратического отклонения результата измерений образцовой ФВ является максимальным. Выбранная образцовая ФВ обозначается через x_0 .

Полученные в момент времени t_{x0} результаты многократных измерений ФВ x_0 подвергаются статистической обработке. Вначале определяется среднее значение абсолютной погрешности $\overline{\Delta_{o0}}$ результатов многократных измерений при заданном значении доверительной вероятности P_{ξ_0} (например, при $P_{\xi_0} = 0,90$, $P_{\xi_0} = 0,95$ или $P_{\xi_0} = 0,995$). Полученное значение запоминается.

Определяется и запоминается среднее значение относительной погрешности

$$\xi_{x0} = \overline{\xi_{xi}(t_{xi})} |_{\text{при } i=0} = \overline{\xi_{x0}(t_{x0})} = \frac{n^0}{n} \sum_{i=1}^{i=n} \xi_{x0i}(t_{xi}) = \frac{n^0}{x_0 n} \sum_{i=1}^{i=n} \Delta_{o0i} = \overline{\Delta_{o0}} / x_0, \quad (3)$$

где $\overline{\Delta_{o0}}$ – средняя по значению абсолютная погрешность результата измерения; $\overline{\xi_{x0}(t_{x0})}$ – средняя по значению относительная погрешность результата измерений; Δ_{o0i} и $\xi_{x0i}(t_{xi})$ – i -я абсолютная и относительная погрешности измерения; $n^0 = 1$.

После определения значения и знака погрешности ξ_{x0} (3) дополнительно определяются значения верхней ($\Delta \xi_{дв0}$)⁸ и нижней ($\Delta \xi_{дн0}$) полос неопределенности погрешности (3) на момент времени t_{x0} при заданном значении коэффициента запаса k_{z0} .

Необходимо отметить, что значение коэффициента запаса k_{z0} зависит от соотношения случайной и не исключенной систематической составляющих погрешности, от заданного уровня доверительной вероятности P_{ξ_0} и закона распределения случайных погрешностей. Он ограничен по значениям ($k_{z0} < k_{мз}$) и выбирается в пределах $1 < k_{z0} \leq 1,42$. Выбор того или иного значения k_{z0} важно при определении длительности первого и других текущих интервалов времени проверок, особенно при решении задачи уменьшения или оптимизации количества проверок при тех же затратах.

Верхняя ($\Delta \xi_{дв0}$) и нижняя ($\Delta \xi_{дн0}$) полуширина полосы неопределенности относительной погрешности ξ_{x0} на момент времени t_{x0} определяется по уравнениям величин

$$\Delta \xi_{дв0} = +k_{z0} \xi_{св0} = +k_{z0} \sigma_{в0} [\Delta_{o0}] / x_0 \quad (4)$$

и

$$-\Delta \xi_{дн0} = -k_{z0} \xi_{сн0} = -k_{z0} \sigma_{н0} [\Delta_{o0}] / x_0, \quad (5)$$

где $\xi_{св0} = \sigma_{в0} [\Delta_{o0}] / x_0$ и $-\xi_{сн0} = -\sigma_{н0} [\Delta_{o0}] / x_0$ – относительные среднеквадратические отклонения результатов измерений в момент времени t_{x0} ;

$$\sigma_{в0} [\Delta_{o0}] = + \sqrt{\sum_{i=1}^n \left((x_{oi} - \overline{x_{o0}})_{>0} \right)^2 / n(n - n^0)} \quad (6)$$

– при положительном знаке отклонений $x_{oi} - \overline{x_{o0}}$;

$$\sigma_{н0} [\Delta_{o0}] = + \sqrt{\sum_{i=1}^n \left((x_{oi} - \overline{x_{o0}})_{<0} \right)^2 / n(n - n^0)}; \quad (7)$$

– при отрицательном знаке отклонений $x_{oi} - \overline{x_{o0}}$;

$\sigma_{в0}(t_{x0})$ и $\sigma_{н0}(t_{x0})$ – верхние и нижние среднеквадратические отклонения результатов измерений в момент времени t_{x0} ,

Определение значений несимметричных среднеквадратических отклонений $\sigma_{в0}(t_{x0})$ и $\sigma_{н0}(t_{x0})$ обеспечивает большую точность измерения и определения МХ СИ и, соответственно, параметров и характеристик МН СИ. Особенно это важно при наличии не исключенной систематической погрешности измерения образцовой ФВ x_0 . Допустимые (а не доверительные) границы относительной погрешности ξ_{x0} определяются по уравнениям величин:

⁸ индекс «д» означает «доверительное» значение

$$\xi_{x0} = \xi_{x0} + \Delta\xi_{дв0} \quad (8)$$

и

$$\xi_{x0} = \xi_{x0} - \Delta\xi_{дн0}, \quad (9)$$

которые также необходимы для дальнейшего определения первого и последующих моментов времени проведения поверок.

Одновременно с определением значения погрешности в момент времени t_{x0} определяются и устанавливаются нормированные, обычно симметричные, значения верхней и нижней доверительных границ $+\xi_{нд}$ и $-\xi_{нд}$ полосы неопределенности значений погрешности измерения образцовой ФВ данным СИ, т.е.

$$\xi_{нд1} = \xi_{x0} + \Delta\xi_{д0} \quad (10)$$

и

$$\xi_{нд2} = \xi_{x0} - \Delta\xi_{д0}, \quad (11)$$

где $\pm\Delta\xi_{д0}$ – максимально допустимые отклонения погрешности результата измерения от среднего значения, полученного на момент времени t_{x0} , причем

$$\pm\Delta\xi_{д0} = \pm k_{мз} \xi_{с0} = \pm k_{мз} \sigma_0 [\Delta_{о0}] / x_0; \quad (12)$$

$k_{мз}$ – коэффициент метрологического запаса, который зависит от выбранного значения доверительных границ нормируемых погрешностей измерения.

Конечное значение коэффициента метрологического запаса $k_{мз}$, с учетом погрешности $\Delta\xi_{д0}$, устанавливается государственной комиссией по результатам испытаний.

Доверительные границы (10) и (11) учитывают дополнительные погрешности измерения $\Delta\xi_{д0}$.

По полученным данным (10), (11) и (12) для группы однотипных СИ устанавливается соответствующий класс точности. В ряде случаев указанные границы могут быть установлены несимметричными, т.е. $\{+\xi_{нд}\} \neq \{-\xi_{нд}\}$.

Класс точности присваивается СИ в тех случаях, когда нет необходимости или возможности выделить отдельно систематические и случайные составляющие погрешности измерения, а также оценить вклад влияющих величин с помощью дополнительных погрешностей.

Класс точности СИ – обобщенная характеристика данного типа СИ, отражающая уровень их точности, выражаемая пределами допускаемой основной, а в некоторых случаях и дополнительных погрешностей, а также другими характеристиками, влияющими на точность [12, 13]. Он не является непосредственным показателем точности измерений, выполняемых с помощью данного СИ, а зачастую устанавливается с запасом с учетом требований по МН СИ.

Класс точности позволяет судить о том, в каких пределах находится погрешность СИ одного типа, но не дает ответа на вопрос: «сколько времени установленный класс точности будет характеризовать данные СИ?».

Одновременно с установлением класса точности СИ и записи его в паспорте на изделие, необходимо записывать и прогнозируемое время наработки на МО.

6. Вероятность МО СИ и ее неопределенность

Рассмотрим влияние ширины полосы неопределенности и параметров функции распределения на вероятность МО и ее неопределенность.

С течением времени использования СИ вероятность МО $P_{мо}$ постепенно возрастает по нелинейному закону от некоторого «размытого» или недоопределенного (квазиулевого) значения до единицы (рис. 4). Установлено, что вероятность МО СИ зависит от текущих значений параметров МХ, например, от получаемых в i -е моменты времени проведения поверок значений нормируемой погрешности $\xi_{xi}(t_{xi})$ измерения образцовой ФВ x_0 , от доверительной ширины $\pm\Delta\xi_{ди}$ полосы неопределенности каждой погрешности и от значений параметров используемой метрологической ФР. Практически определенные значения вероятностей МО СИ будут, естественно, отличаться от прогнозируемых по указанным причинам. Теоретические исследования в данном направлении еще продолжаются.

На рис. 4. и рис. 5 приведены графические портреты ВФ-моделей МО двух СИ в совмещенной системе шкал, отражающие влияние на вероятность $P_{мо}$ МО СИ значений параметра формы, погрешностей измерений и их полос неопределенности, определенных в начальный момент времени t_{x0} эксплуатации СИ.

Как показано на рис. 4, при прогнозных значениях $T_{но} = 30$ лет, $k_{ф1} = 2$, $k_{ф2} = 5$ и продолжительностью межповерочного интервала $\Delta T_{п} = 3$ года, вероятность $P_{мо1}$ и $P_{мо2}$ МО двух СИ на k -й момент времени, равном, например, $t_{xk} = 24$ года, составит, с учетом равенства полос неопределенности, соответственно, $P_{мо1} = 0,81 \pm 0,1$ и $P_{мо2} = 0,6 \pm 0,1$.

При этом «статистически достоверное» прогнозируемое время наработки на МО составит,

соответственно, $T_{\text{ноп1}} = (30 - 4, 25)$ лет = 25,75 лет и $T_{\text{ноп2}} = (30 - 1, 8)$ лет = 28,2 лет .

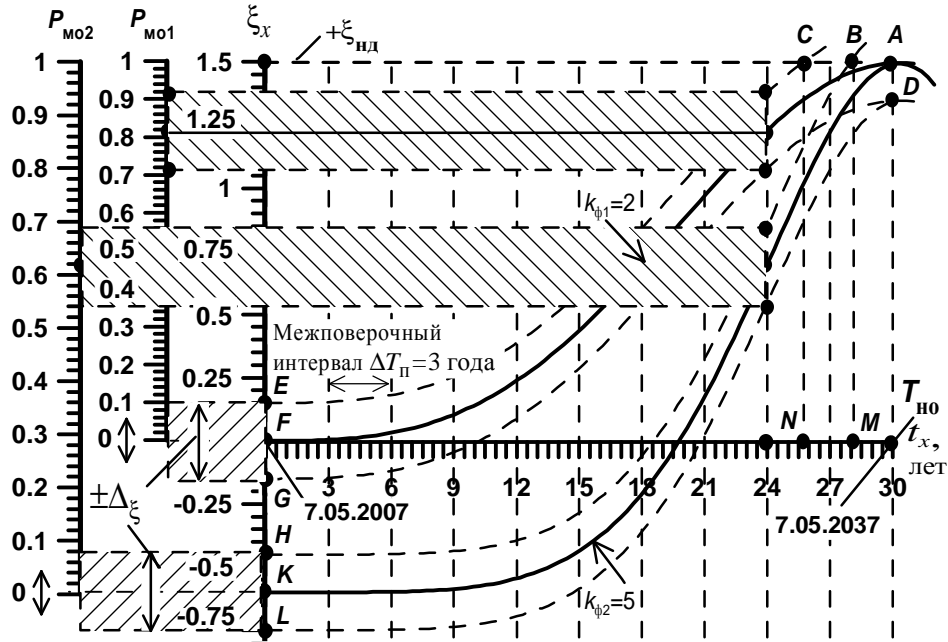


Рис. 4. Графический портрет ВФ-моделей МО двух СИ, отражающий влияние на вероятность $P_{\text{МО}}$ прогнозируемого МО значений параметра формы, погрешностей измерений и их полос неопределенности

Погрешность определения прогнозного времени $T_{\text{но}}$ в этом случае равна, соответственно, $\Delta T_{\text{но1}} = -4,25$ года и $\Delta T_{\text{но2}} = -1,8$ года. Разные значения погрешностей обусловлены, в основном, разными значениями параметра формы.

На рис. 5 показаны текущие значения вероятности $P_{\text{МО1}}$ и $P_{\text{МО2}}$ МО двух СИ при одинаковых значениях параметра формы ($k_{\phi} = 2$) и при тех же значениях нормируемой погрешности $\xi_{xi}(t_{xi})$, получаемых в i -е моменты времени проведения поверок СИ и значениях ширины $\pm \Delta \xi_{li}$ полосы неопределенности.

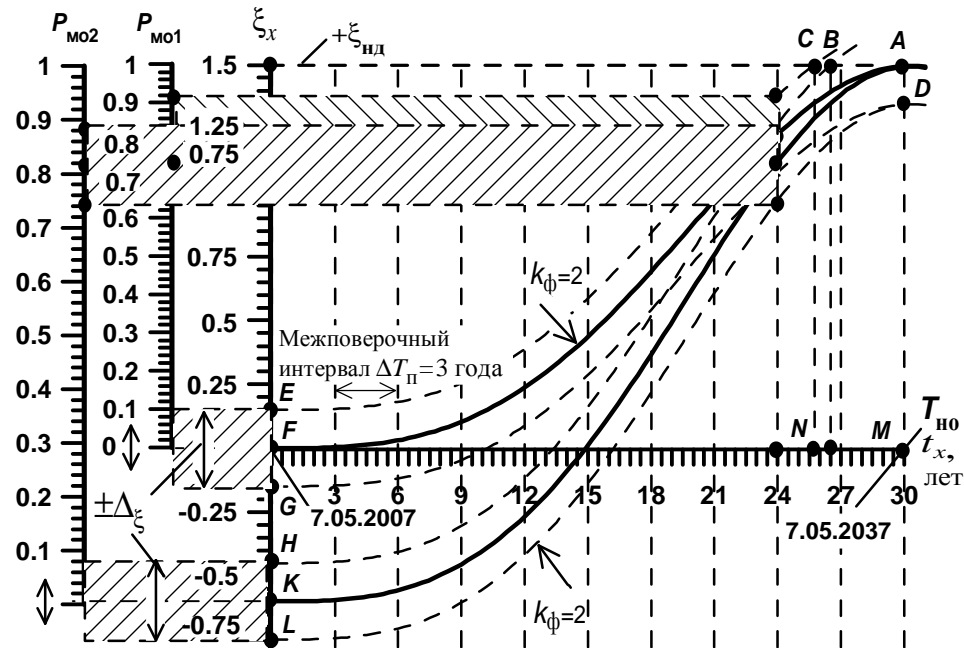


Рис. 5. Графический портрет вероятностно-физических моделей МО двух СИ, отражающий влияние на вероятность $P_{\text{МО}}$ МО погрешностей измерений, определенных в начальный момент времени t_{x0} , при условии равенства между собой значений полос неопределенности и параметра формы

В данном случае, при тех же прогнозных значениях параметров ФР, значения вероятностей $P_{\text{МО1}}$ и $P_{\text{МО2}}$ МО на k -й момент времени, равно, в частности, $t_{xk} = 24$ года, практически совпали между собой,

поскольку $P_{\text{MO1}} = 0,81 \pm 0,1$ и $P_{\text{MO2}} = 0,81 \pm 0,072$. «Статистически достоверное» прогнозное время наработки на МО составит, соответственно, $T_{\text{ноп1}} = (30 - 4,25)$ лет = 25,75 года и $T_{\text{ноп2}} = (30 - 3,5)$ лет = 26,5 года.

Исследования показали, что погрешность определения прогнозного значения времени наработки на МО может составлять (10-20) % от $T_{\text{но}}$. Это необходимо учитывать при прогнозировании времени наступления МО СИ. Для более точного определения значений времени наработки на МО и вероятности МО P_{MO} рекомендуется интервал времени до проведения последней поверки, составляющий примерно (10-20) % от $T_{\text{но}}$, разбивать на более мелкие градации, например, на интервалы времени поверок через 1 год или 2 года. Это позволит повысить точность определения $T_{\text{но}}$ и продлить время эксплуатации СИ.

Выводы

Рассмотрены новые аспекты теории метрологической надежности средств измерений: прогнозирование времени наработки на метрологический отказ; выбор нормированной по значению (образцовой) физической величины для осуществления поверок; выбор адекватной вероятностно-физической модели метрологических отказов; построение графического портрета вероятностно-физической модели метрологических отказов средства измерений; вероятность метрологического отказа и неопределенность вероятностной меры.

Констатируется, что метроника, как наука о теоретических и практических аспектах МН средств измерительной техники, объединяет шесть теорий, развитие которых и определит ее будущее.

Выбор прогнозной вероятностно-физической модели метрологического отказа упрощается при использовании результатов проведения 3-5 (7) поверок на этапе интенсивной прогонки средства измерений, т.е. при испытаниях на этапе установления типа средства измерений и соответствующего класса точности.

Присваивать однотипным средствам измерений «групповой» класс точности экономически не выгодно, поскольку от класса точности средства измерений и метрологической надежности зависит его цена и уверенность пользователей в достоверности полученных результатов измерений.

Экономически выгодно присваивать класс точности каждому средству измерений по результатам прогонки и указывать прогнозное значение времени наработки на метрологический отказ, прогнозное значение полосы рассеяния его значений и значений полосы неопределенности погрешности измерений образцовой физической величины.

Образцовая физическая величина выбирается такого размера, при котором получают максимальные значения погрешности измерения и ее среднеквадратического отклонения.

Адекватная вероятностно-физическая модель метрологических отказов может быть создана только по результатам периодических поверок средства измерений с использованием гибких многопараметровых функций плотности распределения случайной величины. Прогнозная модель может быть выбрана как по результатам всех n поверок, так и по результатам интенсивной прогонки средства измерений.

Для решения многих задач оценки и прогнозирования метрологической надежности средств измерений рекомендуется использовать функции распределения Кондратова – Вейбулла (пишется через короткое тире с пробелами, поскольку здесь используются фамилии соавторов, а не двойная фамилия одного человека).

Впервые в мире разработан и представлен индивидуальный и групповой графические портреты вероятностно-физических моделей метрологических отказов средства измерений в объединенной системе шкал.

При решении задач определения времени наработки на метрологический отказ рекомендуется, при построении прогнозной функции распределения Кондратова – Вейбулла, выбирать $k_{\phi} = 6 \pm 1$, а при выполнении конечных расчетов – $k_{\phi} = 10 \pm 2$.

Показано, что погрешность определения времени наработки на метрологический отказ может составить (10–20)% от $T_{\text{но}}$ при изменении ширины полосы неопределенности погрешности измерения образцовой физической величины и коэффициента формы.

Установлено влияние значения ширины полосы неопределенности погрешности измерения образцовой физической величины x_0 в моменты времени проведения очередной поверки на значение погрешности определения времени наработки на метрологический отказ.

В паспорт на каждое средство измерений должны быть вложены графические портреты (и соответствующие пакеты прикладных программ) прогнозных вероятностно-физических моделей метрологических отказов в объединенной системе шкал.

Рекомендуется интервал времени от предпоследней до последней поверки и даже до прогнозного значения времени наработки на метрологический отказ, равный $\{\Delta t_{\text{п}}\} = (10 - 20)\% \{T_{\text{но}}\}$, разбивать на более мелкие градации, например, на интервалы поверок через 1 год или 2 года. Это позволит повысить точность определения времени наработки на метрологический отказ и продлить метрологический ресурс средства измерений.

Література

1. Кондратов В. Т. Проблемы теории метрологической надежности и пути их решения / В. Т. Кондратов // Комп'ютерні засоби, мережі та системи. – 2009. – № 8. – С. 138–148.
2. Кондратов В. Т. Новая стратегия развития теории метрологической надежности / В. Т. Кондратов // Законодательная и прикладная метрология. – 2010. – № 2 (108). – С. 45–59.
3. Стрельников В. П. Новая технология исследования надежности / В. Т. Кондратов // Математические машины и системы. – 1997. – № 2. – С. 78–83.
4. Кондратов В. Т. Теория метрологической надежности: функция распределения Кондратова – Вейбулла / В. Т. Кондратов // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2008. – № 3. – С. 101–113.
5. Фундаментальные и прикладные проблемы приборостроения, информатики и экономики. Книга „Приборостроение”: научные труды XI-й Междунар. науч. – тех. конф. (Сочи, 6-10 окт. 2008 г.) / М-во образ. и науки Российской Федерации, Моск. гос. ун-т приборостроения и информатики – М.: Московский государственный университет приборостроения и информатики, 2008. – 266 с.
6. Кондратов В. Т. Новая эра развития теории метрологической надежности – функция распределения Кондратова – Вейбулла, ее разновидности, свойства и функциональные возможности / В. Т. Кондратов // Законодательная и прикладная метрология. – 2009. – № 3. – С. 15–27.
7. Кондратов В. Т. Теория метрологической надежности: экспоненциальная функция распределения В. Т. Кондратова и функция распределения Кондратова – Лапласа / В. Т. Кондратов // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки, 2008. – № 6. – С. 43–55.
8. Метрологическое обеспечение измерительных систем: сб. докл. V между. науч. – тех. конф. (Пенза, 6-9 окт. 2008 г.) / Федеральное Агентство по техн. регул. и метрологии, ФЗУ «Пензенский ЦСМ» – Пенза, Пензенский ЦСМ, 2008. – 108 с.
9. Кондратов В. Т. Теория метрологической надежности: функция распределения Кондратова – Коши / В. Т. Кондратов // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2007. – № 2. – С. 23-31.
10. Кондратов В. Т. Свойства и функциональные возможности экспоненциальных функций распределения нормируемых погрешностей в течение времени наработки на метрологический отказ / В. Т. Кондратов // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2009. – № 1. – С.57–65.
11. Кондратов В. Т. Проблема работы с метрологическими числами – проблема, которая объединит метрологию, информатику и вычислительную технику / В. Т. Кондратов // Комп'ютерні засоби, мережі та системи. – 2008. – № 7. – С. 13–22.
12. Класс точности СИ и его обозначение. Режим доступа к статье: <http://www.kipi.ru/node/37>.
13. ГСИ. Классы точности средств измерений. Общие требования: ГОСТ 8.401-80. – [Введен в действие 1981-07-01] – М.: Госстандарт Союза ССР, 1980. – 21 с. – (Стандарт РФ).

Надійшла до редакції
3.6.2010 р.

УДК 543.275.1.08

Й.Й. БЛІНСЬКИЙ, К.Ю. ІОНИНА

Вінницький національний технічний університет

КЛАСИФІКАЦІЯ СВІТЛОВИДНИХ ВИМІРЮВАЧІВ ВОЛОГОСТІ ГАЗОВИХ СЕРЕДОВИЩ

Проаналізовано сучасні оптичні методи та вимірювачі вологості газових середовищ. Запропоновано класифікацію світловидних вимірювачів вологості газів. Проведено аналіз варіантів освітлювальних систем світловидних вимірювачів вологості газів.

Modern optical methods and gas environment humidity meters are analysed. The classification of fiber gas humidity meters is proposed. The variants of illumination systems of fiber gas humidity meters are analysed.

Ключові слова: класифікація, світловидний вимірювач вологості, структура.

Вступ

Вимірювання та контроль вологості газових середовищ є актуальною задачею як сучасної науки, так і її різноманітних застосувань в народному господарстві. Існує велика кількість вимірювачів вологості, але вони мають ряд недоліків, а саме не забезпечують високу точність та чутливість. Чимало методів вимірювань практично вичерпали себе, і тому нині ведеться пошук нових методів і шляхів вдосконалення вже існуючих [1].

На сьогодні поширеними вимірювачами вологості є світловидні вологоміри, оскільки вони характеризуються меншою інерційністю та практично не мають гістерезису, на відміну від, наприклад, напівпровідникових та плівкових сенсорів вологості. Діапазон вимірювання відносної вологості світловидних сенсорів складає від 0 до 95...98 %, тобто вони дозволяють вимірювати відносну вологість практично у всьому діапазоні її зміни. Для порівняння: сучасні психрометричні гігрометри вимірюють відносну вологість в діапазоні 20...90 % [2].

Світловидні вологоміри за рахунок модифікацій постійно розширюють свої можливості. У зв'язку з цим завершеної класифікації таких пристроїв не існує, оскільки автори намагаються їх класифікувати або у множині вимірювачів вологості взагалі, або як світловидні сенсори різних фізичних величин.

Наявність значного різноманіття засобів та пристроїв вимірювання вологості газів вимагає створення повної класифікації методів. Тому задача створення універсальної класифікації світловидних вимірювачів вологості є актуальною [3].

Метою роботи є розробка класифікації вимірювачів вологості та вибір найдоцільнішої схемної реалізації.

Класифікація вимірювачів вологості

Узагальнена структурна схема будь-якого світловидного вимірювача складається з джерела випромінювання, світловода та фотоприймача.

Фізичні процеси у світловидних вологомірах тісно пов'язані з законами оптики та властивостями світла. Тому у таких пристроях використовують різні види модуляції: амплітудна, фазова, частотна, стан поляризації світла, спектральний склад випромінювання, зміна модового складу тощо. Залежно від схеми оптичної модуляції в світловодах можна виділити основні типи вимірювачів:

- 1) зі змінним оптичним показником заломлення n на межі світловода;
- 2) зі змінною щільною d між світловодом (n_1) і зовнішнім середовищем (n_2), який визначає виникнення тунельного ефекту на межі світловода;
- 3) зі змінною площею оптичного контакту S зовнішнього середовища зі світловодом;
- 4) зі зміною різниці між показниками заломлення для звичайного і незвичайного променів ($n_o - n_e$) – схема з керованим подвійним променезаломленням;
- 5) зі зміною поглинання, яке визначається показником екстинкції C [1– 3].

Слід зазначити, що амплітудні сенсори суттєво поступаються своєю чутливістю деяким іншим, скажімо, інтерференційним, які базуються на використанні фазової модуляції та здатні реєструвати дуже маленькі зміни фази світла, однак їх широко застосовують в багатьох галузях промисловості. Сенсорні прилади з фазовою модуляцією значно складніші за амплітудні сенсори, дорожчі, але мають високу чутливість не тільки до інформативного параметра, а й до зовнішнього впливу. Тому їх використання не завжди є ефективним. Поляризаційні сенсори мають чимало варіацій побудови схем, тому також досить поширені на сьогодні. Але варто відмітити, що при цьому вибір виду модуляції не пов'язаний з конкретним призначенням сенсора. Всього можна реалізувати тринадцять незалежних варіантів пристроїв з одним змінним вхідним параметром z_j , використовуючи п'ять незалежних схем модуляції.

Світловидний перетворювач вологості може бути побудований не тільки за вищенаведеними схемами модуляції, але і на їх комбінаціях. Комбіновані схеми модуляції доцільно використовувати

для підвищення чутливості до вхідного фізичного параметру чи для зменшення чутливості до зовнішнього впливу. Наявність у такому випадку чотирьох вихідних параметрів оптичного випромінювання, які можна виміряти, дозволяє в комбінованій схемі одночасно проводити вимірювання до чотирьох фізичних величин [4].

Використовуючи наведені вище схеми модуляції, світловодні вимірювачі вологості можна розділити за конструктивним виконанням, фізикою процесу перетворення та особливостями вимірювань. Класифікація світловодних вимірювачів вологості наведена на рис. 1. Зауважимо, що такий розподіл досить умовний, оскільки будь-яка ознака класифікації не може існувати без відповідного фізичного обумовлення. Основним фактором для поділу існуючих вимірювачів вологості є фізика процесу перетворення, оскільки саме специфіка фізичних процесів, які супроводжують вимірювання, обумовлює ту чи іншу структуру перетворювача та його особливості вимірювань.

За конструктивним виконанням світловодні вимірювачі вологості можна розділити за способом освітлення та прийому інформаційного потоку, тобто потоку, який несе інформацію про вологість, за видом джерела світла й за типом фотодетектора.

За способом освітлення об'єкта та прийому потоку, який несе інформацію про вологість, світловодні сенсори детально описані у [5] і поділяються на сенсори з фокусуєчими, обмежено-фокусуєчими, інтегруєчими, інтегруєчо-фокусуєчими та оптронними системами. Фокусуєчі системи забезпечують точне узгодження полів зору освітлювального та приймального каналів при достатньо великій апертурі останнього, але розраховані на прийом тільки розсіяної компоненти відбитого від об'єкта випромінювання. Обмежено-фокусуєчі системи характеризуються деяким неузгодженням полів зору освітлювального та приймального каналів, але дозволяють значно спростити комутацію джерел випромінювання. Інтегруєчі та інтегруєчо-фокусуєчі системи дозволяють просто комутувати до п'яти джерел випромінювання, які дають можливість працювати як на основній, так і на додаткових шляхах поглинання води, але мають значні габарити. Оptrонні системи також характеризуються неузгодженням полів зору освітлювального та приймального каналів, але максимально спрощують конструкцію та габарити вологоміра. Таким чином, пошук оптимальної системи освітлення й досі залишається актуальною задачею, і різні схеми систем освітлення продовжують паралельно співіснувати для різних світловодних вологомірів [6].

Як джерела світла переважно прийнято використовувати світловипромінювальні діоди (СВД) та лазерні діоди (ЛД), рідше – малогабаритні газові лазери та люмінофори, вибір яких визначається особливостями застосування. СВД застосовуються у випадку використання амплітудної модуляції. Також вони менше, ніж ЛД, чутливі до змін температури та старіння протягом тривалого часу. ЛД широко застосовуються в світловодних сенсорах з використанням фазової модуляції та модуляції зміною стану поляризації. Похибка сенсорів на ЛД переважно складає $\pm 5\%$ та доходить до $\pm 10\%$ під час вимірювання у певних діапазонах або внаслідок температурного старіння. При використанні СВД у вологомірах можна отримати похибку на рівні $\pm 1...3\%$ [7].

Як показав патентний пошук, найбільше поширення отримали напівпровідникові детектори світла, оскільки вони характеризуються високою чутливістю, простотою виготовлення та експлуатації. Але, якщо оптичні сигнали будуть порівняно слабкими, то поріг чутливості фотодіода може виявитись надто високим для їх реєстрації. Для цього використовують лавинні фотодіоди. Досить ефективними фотодетекторами є фотоелектронні помножувачі (ФЕП), принцип роботи яких базується на використанні явища фотоефекту [8, 9].

Класифікація за фізикою процесу перетворення включає ті особливості структури світловодних вимірювачів, які безпосередньо пов'язані з фізичними явищами, що обумовлюють їх функціонування. За фізикою процесу перетворення світловодні вимірювачі вологості поділяються за кількістю відбиттів світлового променя від поверхні світловода та за призначенням світловода.

Кількість відбиттів світлового променя від поверхні світловода дає змогу підвищити чутливість вологоміра. Багатократне відбиття дає усереднену по всій довжині світловода інформацію, в той час як вологоміри з однократним відбиттям, в яких вимірюється інтенсивність падаючого та відбитого променів, мають меншу точність, але мають й менше загасання променя. Переважна більшість сучасних сенсорів вологості побудовані з використанням багатократного відбиття і мають різну точність вимірювання залежно від особливостей схемної реалізації. Їх чутливість при вимірюванні точки роси газів досягає $0,01\text{ }^{\circ}\text{C}$, а похибка $\pm 0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$ [10].

У світловодних сенсорах вологості світловод, незалежно від кількості відбиттів, може використовуватись як пасивний (як лінія передачі випромінювання), так і активний елемент (як чутливий елемент) [11–13].

До особливостей вимірювань можна віднести тип пробовідбору, кількість вимірюваних величин, кількість проходів променя та спосіб контакту з досліджуванним середовищем.

За типом пробовідбору виділяють проточні та занурювальні сенсори. Проточні дозволяють проводити вимірювання в режимі реального часу, а занурювальні аналізують вологовміст попередньо взятої проби досліджуваної речовини. При використанні занурювальних методів потрібно враховувати чимало особливостей і рекомендацій, розроблених для оптимізації систем та методів пробовідбору. Витрати на пробу складають близько 1 л/хв для газоподібного досліджуваного середовища та 2 л/хв для розріджених газів. Похибка проточних методів нині сягає $\pm 3\%$, занурювальних – близько $\pm 4\div 10\%$ відносної

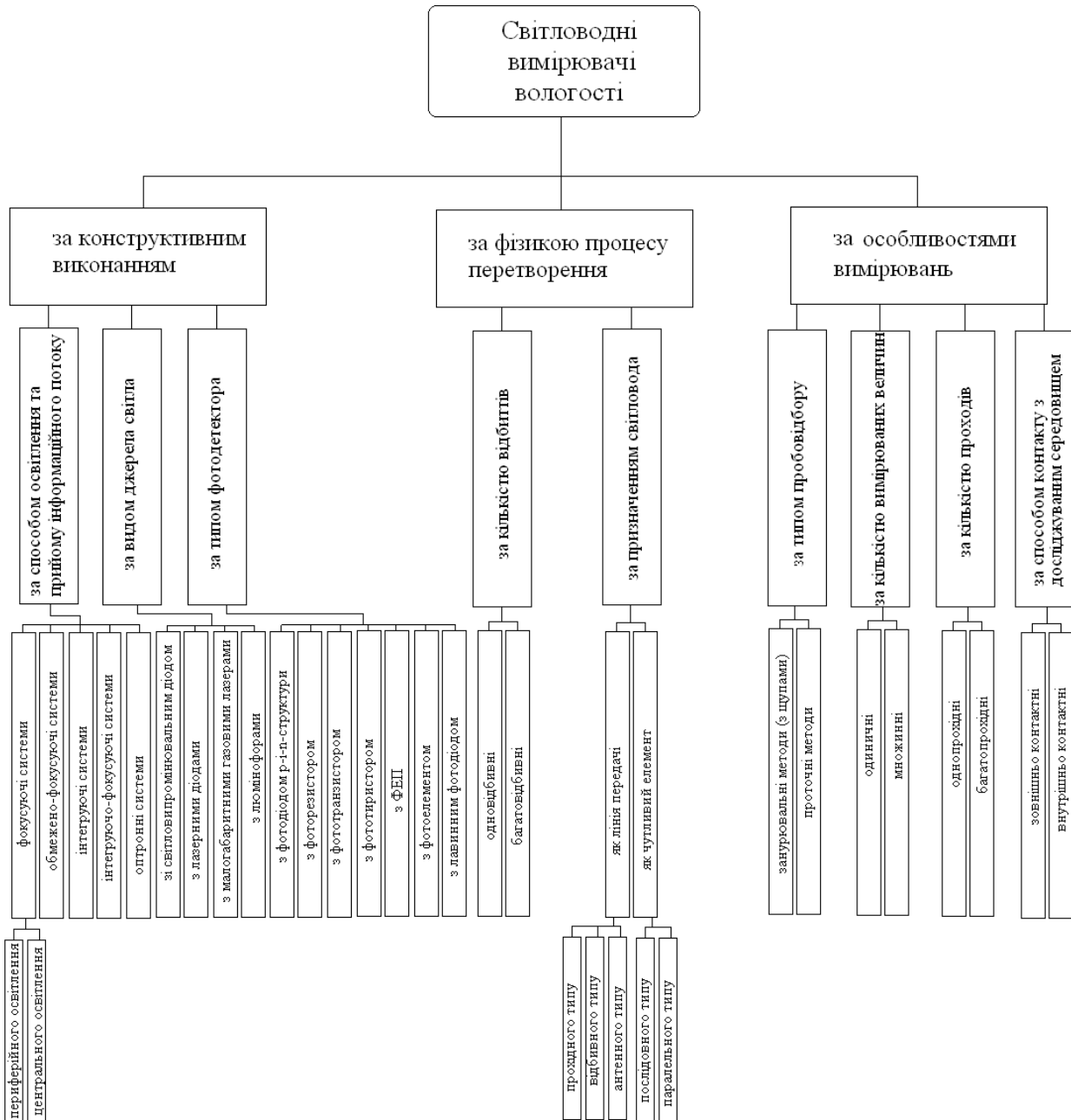


Рис. 1. Класифікація світловодних вимірювачів вологості газів

За кількістю вимірюваних величин методи поділяються на одиничні та множинні. Одиничні методи дозволяють вимірювати лише один параметр, в той час як множинні – кілька. Наприклад, використання модуляції інтенсивності світла дозволяє виміряти як вологість, так і склад газової суміші, аналізуючи зміни спектрів відбиття та поглинання випромінювання. Але один параметр може бути вимірний з більшою точністю, ніж кілька параметрів одночасно, що зумовлено недосконалістю існуючих вимірювальних систем [17, 18].

За кількістю проходів променя вздовж світловода виділяють однопрохідні та багатопохідні методи, серед яких останні відрізняються більшою точністю: похибка $\pm 2^\circ C$ та $\pm 0,5...1^\circ C$ точки роси відповідно. Недоліком багатопохідних методів є значне послаблення інтенсивності світла, що може викликати труднощі з фіксуванням променя [12– 14].

Поділ за способом контакту з досліджуванним середовищем базується на різних способах взаємодії чутливого елемента з досліджуванним середовищем. У зовнішньоконтактних методах лише частина чутливого елемента безпосередньо взаємодіє з аналізованим газом, що доцільно у випадку вимірювання вологості середовищ, які містять агресивні домішки, для попередження пошкодження світловода. При використанні внутрішньоконтактних методів досліджуване середовище міститься безпосередньо в світловоді, який виконує роль резервуару (кювети). Похибка складає приблизно $\pm 2,5\%$ та до $\pm 1...2\%$ відносної вологості відповідно [5, 10– 12, 16].

Висновки

Проаналізовано найдоцільніші варіанти освітлювальних систем світловодних вимірювачів вологості газових середовищ. Запропоновано класифікацію світловодних вимірювачів вологості газів за конструктивним виконанням, фізикою процесу перетворення та особливостями вимірювання. За основну ознаку обрано фізику процесу перетворення, оскільки саме фізичний механізм роботи зумовлює різноманітність існуючих методів вимірювання та безпосередніх технічних виконань вимірювального пристрою.

Література

1. Виглеб Т. Датчики: Пер. с нем. / Т. Виглеб – М.: Мир, 1989. – 196 с.
2. Осипович Л. А. Датчики физических величин. / Л. А. Осипович. – М.: Машиностроение. 1979. – 159 с.
3. Берлинер М. А. Измерения влажности. / М. А. Берлинер – М.: Энергия, 1973, – 400 с.
4. Міхеєнко Л. А. Аналіз оптичних систем малогабаритних відзеркалювальних вологомірів / Л. А. Міхеєнко, І. І. Синявський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2000. – № 4. – С. 27– 31.
5. Современные методы и приборы для измерения влажности материалов. Сборник научных трудов под редакцией к. т. н., доц. Исмагулаева П. Р. – Ташкент, ТашПи, 1985, – 80 с.
6. Проектирование датчиков для измерения механических величин / под ред. Е. П. Осадного. – М.: Машиностроение, 1979. – 480 с.
7. Мухитдинов М. Оптические методы и устройства контроля влажности / М. Мухитдинов, Э. С. Мусаев – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 96 с.
8. Пеклер В. В. Состояние и перспективы развития гигрометров и средств их метрологического обеспечения / В. В. Пеклер, Г. М. Мамонтов // Датчики и системы. – 2006. – № 1. – С. 33– 38.
9. Кучикян Л. М. Световоды / Л. М. Кучикян – М.: Энергия, 1973. – 60 с.
10. Азимов Р. К. Оптоэлектронные преобразователи больших перемещений на основе полых световодов / Р. К. Азимов, Ю. Г. Шипулин – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 56 с.
11. Оптоэлектронные преобразователи и устройства отображения информации: Сб. науч. тр. – М.: МАИ, 1983. – 82 с.
12. Газы горючие природные. Методы определения влажности: ГОСТ 20060-83. – М.: Издательство стандартов, 1983. – 10 с.
13. Биргер Г. И. Автоматические измерители малых влагосодержаний воздуха и газов / Г. И. Биргер, В. И. Калашников – М.: ЦИНТИэлектропром, 1960. – 250 с.
14. Како Н., Датчики и микро-ЭВМ: пер. с япон. / Н. Како, Я. Ямане – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986. – 120 с.
15. Пат.60834 УКРАЇНА, МКІ G01N21/81, G01N21/41. Волоконно-оптичний вологомір / Козич Левко Іванович, Фролова Наталія Петрівна (УКРАЇНА). – № 2003031890; заявл. 03.03.2003; опубл.15.11.2006, Бюл. № 11. – 3 с.
16. Аш Ж. Датчики измерительных систем. В 2-х книгах. / Ж. Аш – М.: Мир, 1992. – 424 с.
17. Пат. 989252 СРСР, МКІ G01N21/81. Оптомолекулярний гігрометр / Н. С. Підоренко, І. А. Зайденман, Б. І. Ільїн, А. М. Капустін, С. П. Козуб, В. І. Кутаков, А. Б. Малиновський, В. П. Ричков, Г. К. Смирнов (СРСР). – № 2747426; заявл. 03.04.1979; опубл. 15.11.1981, Бюл. № 42. – 3 с.
18. Вейнберг В. Б. Оптика световодов. Изд. 2-е, перераб. и доп. / В. Б. Вейнберг, Д. К. Саттаров. – Л., Машиностроение (Ленингр. отд-ние), 1977. – 320 с.

Надійшла до редакції
8.6.2010 р.

В.А. ОСОКИН

ООО «Центр-Электроконтакт», г. Киев

В.А. ПАНИБРАЦКИЙ

ГП НИИ «Гелий», г. Винница

РАФИНИРОВАНИЕ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОГО КРЕМНИЯ МЕТОДОМ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ В ВАКУУМЕ

В работе предложено при рафинировании металлургического кремния методом электронно-променевое влияние объединить очищения кремния в едином цикле вакуумного та окислительного рафинирования на базе электронно-променевое устаткування, що створює умови для отримання надчистого кремнію

The paper presents a refinement to the metallurgical silicon by electron-beam treatment of silicon effects combine in a single vacuum cycle and oxidative refinement based on electron-beam equipment, which creates conditions for super pure silicon.

Ключові слова: рафинирование кремния, электронно-променевый влияв. вакуум, устаткування.

Введение

Кремний является основным материалом в преобразовании солнечной энергии в электрическую посредством фотоэлектрических преобразователей (ФЭП). Фотоэлектрическое преобразование полностью зависит от чистоты кремния. Кремний солнечной градации (SG), как исходный материал для изготовления ФЭП, по содержанию примесей занимает промежуточное значение между кремнием металлургической градации (MG) и кремнием электронной градации (EG). Традиционно, для получения ФЭП, используют обрезки слитков и тигельные остатки с удельным электрическим сопротивлением $\rho < 1 \dots 3 \text{ Ом} \cdot \text{см}$, (так называемый «скрап») кремния электронной градации. Количество имеющегося в настоящее время SG-кремния не способно удовлетворить растущие потребности ФЭП. Основным фактором, сдерживающим массовое использование скрапа, является его недостаточные объемы и высокая стоимость. Это ставит задачу поиска новых технологий позволяющих получать достаточно дешевый кремний, предназначенный для солнечной энергетики. Поэтому для освоения массового производства ФЭП необходим металлургический процесс, который позволял бы производить кремний солнечной градации из доступного металлургического кремния, т.е. существенно улучшить качество дешевого металлургического кремния, получаемого карботермическим восстановлением в электродуговых печах.

Металлургический кремний обычно получают карботермическим восстановлением минерального кварцевого сырья в мощных электродуговых печах. Примеси, присущие процессу обработки, зависят от качества исходного материала. На 1 т кристаллического Si расходуется 2,5 – 2,6 т кварцита, 1,2 – 1,35 т древесного угля, 0,14 – 0,16 т нефтяного кокса, 0,2 – 0,25 т концентрата газового угля. В кремний переходят из шихты 50 – 59 % Al, 35 – 40 % Ca, 29 – 31 % Mg. Доля поступления примесей из сырьевого материала и углеродистых восстановителей в кремний показана в табл. 1.

Таблица 1

Поступление примесей в кремний из сырьевых материалов и восстановителя

Сырьевой материал	Примеси, % (отн.)					
	Fe	Al	Ca	Ti	P	B
Кварцит	55,0	59,5	9,1	80,0	14,3	43,5
Древесной уголь	5,0	7,6	84,9	8,0	77,4	51,9
Нефтяной кокс	12,3	2,6	3,0	-	1,0	1,4
Каменный уголь	24,4	30,3	3,0	12,0	7,3	2,9
Электроды графитовые	-	-	-	-	-	0,3
Инструмент	3,1	-	-	-	-	-
И Т О Г О	100,0	100,0	100,0	100,0	100,0	100,0

Углеродистый восстановитель обычно состоит из древесного угля (75 – 80 %), нефтяного кокса (8 – 10 %) и каменного угля (13 – 14 %) [1]. Получаемый при этом кремний непригоден для производства полупроводниковых приборов, но метод совершенствуется с целью получения материала, годного для производства солнечных батарей.

Использование методов прямого рудотермического восстановления наиболее привлекательно как с точки зрения наименьшей экологической безопасности, так и с точки зрения получения SG наиболее простым и дешевым методом. Однако даже использование обособленных сырьевых материалов не позволяет добиться необходимой чистоты кремния SG. Следовательно, необходимо разработать дополнительные методы очистки, предназначенные для доведения концентраций примесей до требуемого уровня. Металлургический кремний, полученный карботермическим восстановлением минерального кварцевого сырья в электродуговых печах, после рафинирования должен иметь содержание примесей кремния солнечной градации. Электрические свойства кристаллов кремния SG для ФЭП в значительной степени

зависят от наличия и количества примесей. Примеси в кремнии можно разделить по следующим категориям: легирующие элементы В, Р, Sb, As; металлические примеси: – цветных металлов Zn, Pb, Cu, Со, Ni, – черных металлов Fe, Cr, Mn, щелочных металлов Na, К и др; и неметаллические примеси С, О; В таблице 2 приведено содержание примесей в кремнии солнечного и металлургического качества [1].

Таблица 2

Содержание примесей в кремнии солнечной SG и металлургической MG градации, не более, ppm

Элемент	Содержание		Элемент	Содержание	
	SG	MG		SG	MG
1	2	3	4	5	6
Углерод	3	10	Медь	0,1	10
Кислород	10	50	Никель	0,5	30
Бор	3	3	Хром	0,1	30
Фосфор	1	3	Марганец	0,1	50
Натрий	0,2	10	Железо	0,5	300
Магний	0,2	10	Кобальт	0,1	30

Продовження табл. 2

1	2	3	4	5	6
Калий	0,5	10	Цинк	0,5	30
Алюминий	0,5	100	Барий	0,6	30
Титан	0,2	100	Кальций	0,2	50
Цирконий	0,1	50	Ванадий	0,1	50

При сравнении содержания примесей кремния **MG** и **SG** очевидно, что необходимо проводить дополнительную очистку получаемого металлургического кремния. Снизить содержание примесей в металлургическом кремнии можно путем электронно-лучевого воздействия на расплав, при котором плавка происходит в вакууме, а примеси испаряются. В настоящее время в ряде стран проводятся исследования метода очистки кремния электронным лучом [2-5], с целью устранения этапов химической очистки кремния,

Особенности электронно-лучевого воздействия на материалы

Сущность процесса электронно-лучевого воздействия на материалы состоит в превращении кинетической энергии электронного луча сформированного в вакууме, в тепловую, в зоне соприкосновения с обрабатываемым материалом. Диапазоны мощности и концентрации энергии (от 10^3 до $5 \cdot 10^8$ Вт/см² во всем диапазоне термического воздействия) в электронном луче очень велики, что дает возможность получению всех видов термического воздействия на материалы: нагрев до заданных температур, плавления, испарения с очень высокими скоростями. Источником электронного луча являются электронно-лучевые нагреватели (ЭЛН). Большинство ЭЛН имеют горячий катод, в котором электроны вырабатываются посредством термоэлектронной эмиссии из катода, нагреваемого до высокой температуры в высоком вакууме. Высокий вакуум необходим для предотвращения повреждения горячего катода и бесперебойной работы ЭЛН. Опыт работы по применению метода электронно-лучевой обработки материалов в различных областях техники, широкое развитие вакуумной металлургии, создание высокопроизводительных вакуумных насосов позволило приступить к исследованиям по рафинированию металлов новым методом – электронно-лучевым переплавом (ЭЛП) исходных материалов, заготовок, шихты и т.д. в вакууме [6-8,10,11]. Основными особенностями электронного луча, как источника нагрева, выгодно отличающим его от дуги, следует считать возможность плавного изменения температуры нагреваемого материала в очень широком диапазоне, исключительную гибкость, позволяющую создать различные легко регулируемые конфигурации зон нагрева, достаточную простоту стабилизации, автоматизации и программирования процесса нагрева. Применение метода ЭЛП позволяет:

- выдерживать металл в жидком состоянии в высоком вакууме любое длительное время;
- получать температуру, значительно превышающей температуру плавления материала, вследствие высокой концентрации энергии электронного луча;
- возможность мобильного управления электронным лучом – его мощностью, фокусировкой, формой развертки и т.д.;
- возможность раздельного управления процессами плавления, рафинирования и кристаллизации, что позволяет оперативно регулировать и контролировать технологические режимы электронно-лучевого переплава шихты и получение качественного слитка;
- введением системы контроля технологических параметров ЭЛП материала;
- возможность автоматического включения-выключения вакуумной установки.
- отсутствие источников загрязнения плавящегося материала, вследствие использования охлаждаемого водой медного тигля или емкости;
- в качестве переплавляемого материала могут быть использованы брикеты из порошка, стружка, стержни, куски и другие заготовки;
- исключение попадания в выплавляемый слиток не расплавляемых включений из шихты.

ЭЛП позволяет осуществлять такие физико-химические процессы рафинирования, которые при иных методах плавки не успевают проходить полностью или не могут протекать вообще. Следует отметить экологическую чистоту технологического процесса. Перечисленные особенности электронно-лучевого переплава дают перспективу разработки метода рафинирования металлургического кремния в вакууме.

Цель работы – исследование процесса рафинирования расплава металлургического кремния в вакууме путем испарения примесей.

Исходные материалы и методика проведения эксперимента.

Авторами были проведены эксперименты на металлургическом кремнии (рис. 1) в виде кусков, химический состав которого представлен в таблице 3.

К методам очистки металлургического кремния относятся вакуумное и окислительное рафинирование. Основным механизмом рафинирования является испарение легколетучих металлических примесей и их соединений. Очень привлекательной является возможность совместить очистку кремния в один цикл вакуумного и окислительного рафинирования на одном типе оборудования – в электронно-лучевых установках.



Рис. 1. Внешний вид исходного металлургического кремния

Таблица 3

Содержание примесей исходного металлургического кремния, ppm

Исх. серг.	Химические элементы, ppm										
	Fe	Mg	Al	Ca	Ti	P	Mn	Ni	Cr	B	Cu
№ 2	12,8	4,4	18,8	21,1	0,61	3,2	0,21	1,2	7,0	8,45	0,3



Рис. 2. Внешний вид медного водоохлаждаемого тигля с исходным металлургическим кремнием

В каждом опыте исходный материал весом 150...200 г. помещали в медный тигель, охлаждаемый водой (рис. 2), и создавали вакуум. Исходный слиток металлургического кремния размещали в центре тигля, для моделирования процесса поперечной подачи, при котором материал плавится постепенно с края слитка. Нагрев образца начинали с постепенного увеличения значения мощности электронного луча до разогрева и создания расплава неочищенного кремния.

При **вакуумном рафинировании** плавка кремния и выдержка расплава происходили при сохранении постоянного значения мощности на протяжении определенного промежутка времени. При обработке расплава кремния воздействием электронного луча удалялись примеси с высокой упругостью пара. На рис. 3 представлена технологическая схема проведения процесса вакуумного рафинирования.

Окислительное рафинирование заключалось в обработке расплава кремния кислородом, для образования оксидов оставшихся примесей (особенно оксидов бора) с высокой упругостью пара и их удаления из поверхности расплава электронно-лучевой обработкой. Скорость подачи кислорода при этом составляла 70 – 80 мл·мин⁻¹. Этап окислительного рафинирования проводили после вакуумного, за один технологический цикл. На рис. 4 представлена графическая схема проведения технологического процесса окислительного рафинирования.

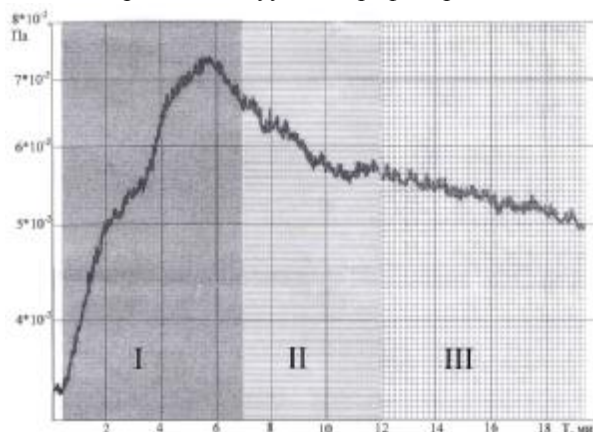


Рис. 3. Технологическая схема проведения процесса вакуумного рафинирования: Стадии процесса: I – переплав; II – рафинирование жидкой ванны; III – охлаждение слитка

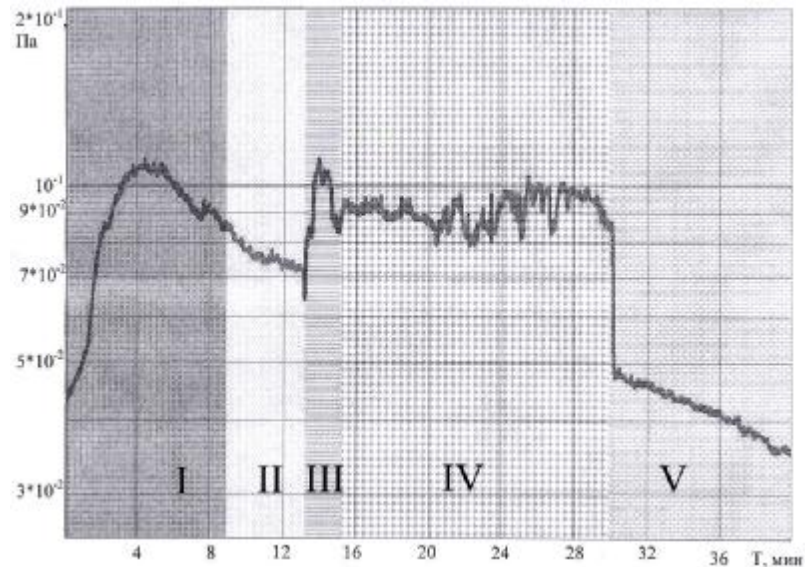


Рис. 4. Технологическая схема проведения процесса окислительного рафинирования. Стадии процесса: I – переплав; II – вакуумное рафинирование жидкой ванны; III – выбор режима натекания кислорода до вакуума в технологической камере $9 \cdot 10^{-2}$ Па; IV – рафинирование жидкой ванны кремния в атмосфере кислорода; V – охлаждение слитка

После завершения этапов вакуумного и окислительного рафинирования ступенчато уменьшали мощность электронного луча в центре тигля до момента его угасания, для обеспечения перепада температур от края к центру, что способствовало бы сегрегации примесей. Технологические режимы экспериментов приведены в таблице 4.

Таблица 4

Экспериментальные параметры рафинирования кремния

Время плавки (мин.)	10 – 30
Мощность электронного луча (кВт)	5,5-10,5
Вакуум внутри установки (Па)	10^{-2} до 10^{-3}

Методы исследований. Анализ элементарного состава образцов кремния по указанным примесям проводили на масс-спектрометре тлеющего разряда Finnigan ELEMENT GD (Германия).

Полученные результаты и их анализ

Исследованный кремний получали как при отдельном, так и совместном вакуумном и окислительном рафинировании. Образцы, полученные в результате рафинирования, имеют форму диска диаметром 95 мм и максимальной толщиной 20 мм (рис. 5).

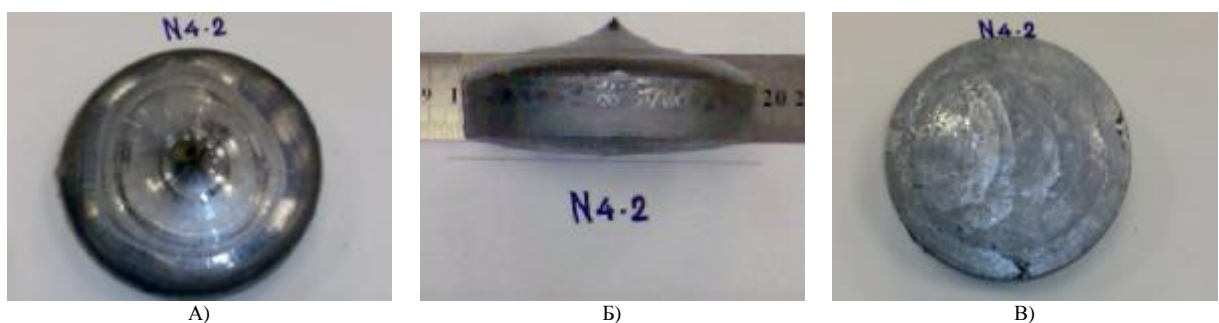


Рис. 5. Внешний вид образцов рафинированного кремния: а – вид сверху; б – вид сбоку; в – вид снизу

Образование температурных колец на поверхности образца (рис. 5,а) связано со ступенчатым уменьшением мощности электронного луча, который расположен в центре жидкой ванны и приводит к направленной кристаллизации расплава кремния от края к центру образца. Центр кристаллизовался в последнюю очередь и привел к образованию выпуклости (рис. 5, б), в связи с расширением объема кремния при кристаллизации (в отличие от металлов кремний при кристаллизации расширяется на 9 % [9]). На рис 5, в видно, что материал расплавлялся постепенно, порциями, как при поперечной подаче исходных материалов в плавильную емкость. Полученные результаты химического анализа представлены в таблице 5. Здесь же представлено упругость паров элементов примесей кремния. Для двух видов рафинирования наблюдается значительная эффективность испарения примесей, за исключением бора при вакуумном

рафинирования.

Таблица 5

Результаты рафинирования металлургического кремния при электронно-лучевом воздействии

Элемент	Давление пара, mbar, при 1500 °C	Исх. ppm	Вакуумное рафинирование, ppm	Эффективность испарения примеси, %	Окислительное рафинирование, ppm	Эффективность испарения примеси, %
B	$2,0 \cdot 10^{-7}$	8,45	8,030	4,97	5,820	31,37
Mg	$4,4 \cdot 10^4$	4,4	0,003	99,93	0,001	99,99
Al	$1,8 \cdot 10^0$	18,8	0,012	99,94	0,011	99,94
P	-	3,2	0,060	98,13	0,036	98,88
Ca	$8,6 \cdot 10^{-2}$	21,1	0,053	99,75	0,008	99,96
Ti	$4,8 \cdot 10^{-4}$	0,61	0,003	99,51	0,001	99,84
Cr	$4,6 \cdot 10^{-2}$	7,0	0,003	99,96	0,001	99,98
Mn	$8,2 \cdot 10^0$	0,21	0,005	97,62	0,002	99,24
Fe	$8,4 \cdot 10^{-3}$	12,8	0,160	98,75	0,039	99,70
Ni	$3,5 \cdot 10^{-3}$	1,2	0,012	99,00	0,001	99,94
Cu	$3,8 \cdot 10^{-1}$	0,3	0,029	90,33	0,009	97,00
Si	$2,0 \cdot 10^{-3}$					
Всего		70,07	8,37		5,929	
Si, %		99,99219	99,99916		99,99941	

Вакуумное рафинирование. Очистка испарением при вакуумном рафинировании более эффективна для тех элементов, давление пара у которых больше давления пара кремния. При молекулярном испарении в вакууме, когда испаряемые элементы не возвращаются в расплав, а осаждаются на экранах технологической камеры, максимальная скорость испарения W_{max} связана с равновесным давлением пара P уравнением Лэнгмюра [10]:

$$W_{max} = \alpha P \left(\frac{M}{2pRT_{исп}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

где $\alpha \leq 1$ – коэффициент испарения, зависящий от состояния и чистоты поверхности расплава;
 P – упругость пара;
 M – молекулярная масса металла;
 R – газовая постоянная;
 $T_{исп}$ – температура испарения.

Степень разделения кремния и примеси при этом будет определяться выражением [11]:

$$a = \frac{g_i P_i}{g_{Si} P_{Si}} \left(\frac{M_{Si}}{M_i} \right)^{\frac{1}{2}}$$

где $\gamma_i, \gamma_{Si}, P_i, P_{Si}$ – коэффициенты активности и парциальное давление примеси и кремния соответственно;
 M_i, M_{Si} – их молекулярные массы.

Соотношением упругостей насыщенного пара примеси и кремния будет определяться степень разделения. Исходя из этих соотношений, можно разделить примеси и предположить, что очистка расплава кремния от более летучих примесей уменьшается в ряду следующим образом: $Mg > Ca > Mn > Al > Cu > Cr > Fe > Ni > Ti$. Легче испаряется из кремния элемент, обладающей более высокой упругостью пара, при равных прочих условиях. Эффективность экспериментального испарения примесей представлена на рис. 6.

Экспериментальные значения (рис. 6) показывают, что эффективность испарения примесей Cr, Al, Mg, Ca, Ti, Ni из расплава кремния при вакуумном рафинировании составляет 99 % и более. Бор практически не испаряется. Удаление этого элемента затруднено в связи с тем, что его давление пара намного ниже давления пара кремния (10^{-3} mbar для кремния и 10^{-7} mbar для бора).

Окислительное рафинирование. Для удаления из жидкого кремния плохо испаряющихся примесей бора используют метод окислительного рафинирования, заключающийся в обработке расплава газом, содержащим окислительные составляющие. Сущность этого метода заключается в уменьшении концентрации примеси бора вблизи поверхности расплава путем образования оксидов бора [12]. Бор удаляется из расплава кремния испарением соединений (оксидов бора BO, B_2O, B_2O_3), давление пара которых относительно высокое. Уменьшение концентрации примеси бора, вследствие испарения оксидов, приводит к диффузионному притоку примеси из объема к поверхности расплава и, как следствие, к его очистке.

Анализ новых разработок методов вакуумного и окислительного рафинирования, с использованием расплавленных капель (диаметром до 1 мм) кремния, получаемых в дуговом плазматроне [13,14], показал

высокую степень очистки жидкого кремния в высокотемпературной зоне реактора в условиях вакуума и окислительной газовой атмосферы (время нахождения капли кремния в высокотемпературной зоне равно 1 с).

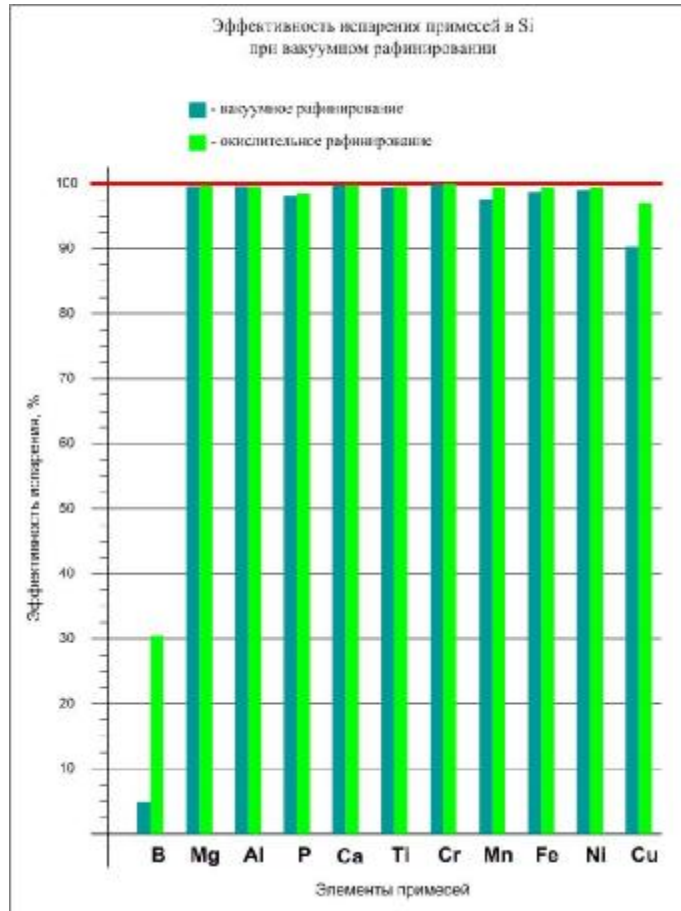


Рис. 6. Эффективность испарения примесей при вакуумном рафинировании

Указанный процесс рафинирования жидкого кремния наиболее близкий к условиям электронно-лучевого рафинирования, если рассматривать ЭЛП кремния при боковой подаче исходного (металлургического) и наполнение расплава в рафинирующей емкости в виде капель жидкого кремния. Следует отметить, что для более эффективной очистки металлургического кремния необходимо более длительное (чем в работах [13,14]) время нахождения расплава кремния при электронно-лучевом воздействии с сохранением минимальной толщины жидкой ванны и высокой температуры расплавленного кремния для увеличения значения коэффициента диффузии бора. Коэффициент диффузии бора в жидком кремнии равняется $2,4 \cdot 10^{-4}$ см/с [15].

Однако, метод электронно-лучевой обработки кремния требует нагрева в вакууме, для бесперебойной работы электронно-лучевых нагревателей. Поэтому считалось невозможным использования электронно-лучевой обработки для окислительного рафинирования кремния, в связи с понижением вакуума при добавлении водяного пара или окислительной газовой атмосферы в расплав. Авторам, в ходе экспериментов, удалось добиться результатов в процессе электронно-лучевого окислительного рафинирования при обработке расплава кремния кислородом, даже в относительно высоком вакууме $9 \cdot 10^{-2}$ Па (рис. 4), достаточным для бесперебойной работы электронно-лучевых нагревателей при установлении дифференциальной откачки ЭЛН. Результаты экспериментальных данных окислительного рафинирования представлены в табл. 6. Следует отметить эффективность испарения примесей В и Р по сравнению с вакуумным рафинированием. В первую очередь это касается примесей бора и фосфора, так как равновесные коэффициенты сегрегации этих элементов близки к 1 (бор – 0,8; фосфор – 0,35, [16]), а значит, очистка методами направленной кристаллизации невозможна.

В ходе экспериментов было обнаружено, что концентрация бора в расплаве вначале уменьшается до определенного минимального значения, а при продолжении электроно-лучевой обработки расплава кремния, вследствие испарения кремния из расплава, так же как и оксидов бора, концентрация бора увеличивается из-за уменьшения количества кремния в расплаве (рис. 7).

Как видно из графика, количество бора в расплаве кремния уменьшается с увеличением времени облучения электронным лучом, но в то же время количество испаренного кремния приводит к тому, что концентрация бора в расплаве достигает минимума, а затем увеличивается до значения большего, чем в исходном состоянии.

Сравнение эффективности испарения примесей при вакуумном и окислительном рафинировании

Элемент	Вакуумное рафинирование, ppm	Окислительное рафинирование, ppm	Эффективность испарения примеси, %
B	8,030	5,820	27,5
Mg	0,003	0,001	66,7
Al	0,012	0,011	8,3
P	0,060	0,036	40,0
Ca	0,053	0,008	84,9
Ti	0,003	0,001	66,7
Cr	0,003	0,001	66,7
Mn	0,005	0,002	60,0
Fe	0,160	0,039	75,6
Ni	0,012	0,001	91,7
Cu	0,029	0,009	69,0
Всего	8,37	5,929	29,1

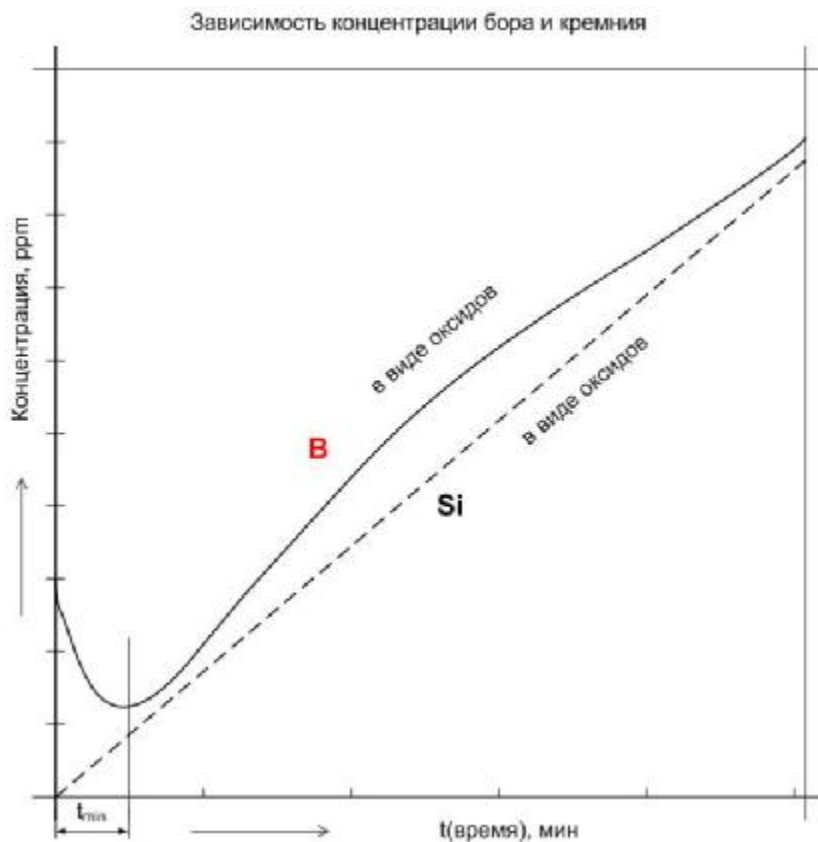


Рис. 7. Зависимость концентрации бора и кремния от времени обработки расплава кремния электронным пучком

Эта зависимость определяется мощностью электронного луча и временем его воздействия на расплавленную ванну кремния, при увеличении которых кремний будет испаряться в виде летучего монооксида кремния SiO, а бор удаляться из расплава кремния испарением соединения B₂O₃. Так, при увеличении мощности электронного луча с 5,1 до 10,5 кВт и времени обработки жидкой ванны кремния с 5 до 15 мин., общая масса слитки уменьшается на 22 грамма. Испарение кремния приводит к общему увеличению бора в получаемом слитке с 6,24 до 9,57 ppm.

Минимальное время t_{min} до достижения минимума концентрации бора в расплаве, можно определить экспериментально, проведя несколько пробных процессов при постоянных технологических режимах и измерении концентрации бора в расплаве кремния несколько раз, при различной продолжительности облучения расплава электронным лучом.

Таким образом, ванну расплава необходимо обрабатывать электронным лучом строго определенное время, для удаления бора, без интенсивного испарения кремния. В дальнейшем требуется догрузка новой порции жидкого кремния и повторения процесса электронно-лучевой обработки расплава кремния, т.е. порционная подача жидкого кремния в расплав и обработка его электронно-лучевым воздействием до получения слитка определенного веса.

Выводы

1. Результаты данной работы демонстрируют, что при рафинировании металлургического кремния

методом электронно-лучевого воздействия в вакууме можно совместить очистку кремния в один цикл вакуумного и окислительного рафинирования на одном типе оборудования – в электронно-лучевых установках.

2. Используя металлургический кремний с начальной чистотой 99,993 % (70,07 ppm примесей) за один процесс можно получить кремний, чистота которого составляет 99,9994 % (5,93 ppm примесей).

3. Полученные результаты рафинирования металлургического кремния в лабораторной электронно-лучевой установке демонстрируют промышленную жизнеспособность указанного способа для получения высокочистого кремния.

4. Процесс электронно-лучевого переплава кусковой шихты металлургического кремния можно применить для промышленных партий, путем использования боковой подачи и наполнение расплава в рафинирующей емкости в виде капель жидкого кремния, которые увеличивают площадь поверхности прикосновения с вакуумом, способствуя эффективности испарения примесей. Для этого необходимо провести необходимые исследования и скорректировать ряд технологических параметров.

Литература

1. Фалькевич Э.С., Пульнер Э.О., Червоный И.Ф. Технология полупроводникового кремния. – М.: Металлургия, 1992. – 408 с.
2. US Patent 5,961,944 Oct.5,1999. Aratani et al. Process and apparatus for manufacturing polycrystalline silicon, and process for manufacturing silicon wafer for solar cell.
3. Yuge N., Hanazawa K., Kato Y. Removal of Metal Impurities in Molten Silicon by Directional solidification with Electron Beam Heating // Materials Transactions. – 2004. – Vol. 45. – N 3. – P. 850 – 857.
4. US Patent 0123947 Al Jun. 15, 2006. Yamauchi et al. Method and apparatus for refining boron-containing silicon using an electron beam.
5. Осокин В.А., Шпак П.А., Панибрацкий В.А. Электронно-лучевая технология рафинирования поликристаллического кремния для солнечной энергетики // Металург. – 2008. – № 2. – С.69 – 73.
6. Мовчан Б.А., Тихоновский А.Л., Курапов Ю.А. Электронно-лучевая плавка и рафинирование металлов и сплавов. – К.: Наукова думка, 1973. – 240 с.
7. Шиллер З., Гайзик У., Панцер З. Электронно-лучевая технология. – М.: Энергия, 1980. – 528 с.
8. Патон Б.Е., Тригуб Н.П., Козлитин Д.А. и др. Электронно-лучевая плавка. – К.: Наукова думка, 1997. – 264 с.
9. Фаренбург А., Бьюб Р. Солнечные элементы: Теория и эксперимент/ Пер. с англ. под ред. М.М.Колтуна. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 280 с.
10. Тихинский Г.Ф., Ковтун Г.П., Ажажа В.М. Получение сверхчистых редких металлов. – М.: Металлургия, 1986. – 160 с.
11. Электронно-лучевая плавка и рафинирование металлов. /Под ред. Б.Е.Патона. – К.: Наукова думка, 1973. – 236 с.
12. T.Ikeda, M.Maeda. Elimination of boron in molten silicon by reactive rotating plasma arc melting. Mater. Trans. – 1996. – № 5. – P. 983 – 987.
13. Pat. Jap. 10182130 A2 Jul. 1998. Hanazawa et al. Purification of silicon for solar cells.
14. Pat. Jap. 10182127 A2 Jul. 1998. Abe Masamichi et al. Plasma torch for purification of silicon.
15. Ершов Г.С., Майборода В.П. Диффузия в металлургических расплавах. – К.: Наукова думка, 1990. – 230 с.
16. Вавилов В.С., Киселев В.Ф., Мукашев Б.Н. Дефекты в кремнии и на его поверхности. – М.: Наука, 1990. – 213 с.

Надійшла до редакції
13.6.2010 р.

АНАЛИЗ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЕМКОСТИ ОПТИЧЕСКОГО ВРАЩАЮЩЕГОСЯ СОЕДИНИТЕЛЯ КОМПЕНСАЦИОННОГО ПРИНЦИПА ДЕЙСТВИЯ С ПРИЗМОЙ ДОВЕ И ЛИНЗОВЫМ КОЛЛИМАТОРОМ

В роботі проведено теоретичний аналіз характеристик оптичного обертового з'єднувача компенсаційної дії, побудованого на основі призми Дове і загальних для усіх оптичних каналів передачі засобами колімації і фокусування. Показано, що в багатоканальному варіанті пристрій працездатний тільки в складі з електричними лініями зв'язку і оптоелектронними перетворювачами на входах і виходах пристрою. Кількість оптичних каналів обмежується десятьма каналами, оптичні втрати становлять не менше 18 дБ, повздовжні розміри оптичного тракту передачі десятиканального пристрою перевищують 300 мм. При розмірах оптичного тракту менше 100 мм в пристрої може бути встановлений тільки один канал зв'язу на осі обертання.

We performed a theoretical analysis of characteristics of a compensatory optical rotary joint made on the basis of Dove prism and means for collimation and focusing that are common for all optical transmission channels. It is shown that the multichannel version of the device can operate only in combination with electric lines and optoelectronic converters at its inputs and outputs. The number of optical channels is limited by ten, the optical losses are no less than 18 dB, and the length of optical transmission line of a ten-channel device is over 300 mm. If the optical line size is below 100 mm, then only one communication channel can be mounted in the device on the axis of rotation.

Ключові слова: призми Дове, оптичний обертовий з'єднувач, оптичні канали, канал зв'язу.

Введение

В настоящее время существует потребность в создании высококачественного многоканального оптического вращающегося соединителя (ОВС), предназначенного для бесконтактной передачи различного рода цифровой и аналоговой информации с вращающихся объектов на неподвижные. В частности, для передачи широкополосных сигналов от радиоэлектронной аппаратуры, установленной на вращающемся антенно-поворотном устройстве радиолокационного комплекса, к аппаратуре комплекса установленной стационарно. Для решения указанной проблемы предлагаются различные принципы построения ОВС, среди которых, одним из наиболее перспективных с точки зрения создания ОВС на большое количество оптических каналов считается принцип компенсации вращения световых пучков.

1. Краткое описание устройства и его принципа действия.

Оптические вращающиеся соединители компенсационного принципа действия содержат в своей структуре подвижный узел связи, включающий оптический компенсатор вращения световых пучков, установленный соосно между вращающейся и стационарной частью ОВС на общей с ними оси вращения.

Технические характеристики данного типа ОВС во многом зависят от свойств используемого в них типа компенсатора. На сегодня известен ряд технических решений ОВС использующих призмные [1-3], зеркальные [4] и волоконно-оптические компенсаторы [6-7].

Некоторые из этих технических решений достаточно подробно исследованы [8-10], в то же время многие требуют анализа.

В данной работе проведены теоретические исследования известной из [1] конструкции ОВС с призмным компенсатором и общими для всех оптических каналов передачи линзовыми средствами коллимации и фокусировки оптических лучей.

Структурная схема рассматриваемого ОВС схематично представлена на рис. 1.

Устройство содержит вращающуюся и стационарную части 1 и 2, установленные на общей оси вращения, и размещенную между ними соосно призму Дове 3, кинематически соединенную с вращающейся частью 1 через редукторный механизм 4 с передаточным отношением 1: 2.

В каждом оптическом канале ОВС на вращающейся части 1 расположены источники 5 излучения (светодиоды), а на неподвижной части 2 приемники 6 излучения (р-і-п фотодиоды).

Кроме того, вращающаяся часть 1 включает коллимационную линзу 7, в фокальной плоскости которой расположены источники 5 излучения, а стационарная часть 2 включает фокусирующую линзу 8, в фокальной плоскости которой расположены фотоприемники 6 излучения. Линза 7 предназначена для формирования параллельных световых пучков на входе призмы Дове с целью устранения влияния астигматизма призмы на формирование изображения. Линза 8 фокусирует прошедшие призму оптические пучки на соответствующие фотоприемники.

Призма Дове представляет собой равнобедренную призму прямого видения с одной отражающей и двумя преломляющими гранями, расположенными под углами 45° к отражающей грани и обладает свойствами плоского зеркала: – осуществляет инверсию направления вращения оптических лучей и поворот лучей на выходе призмы на двойной угол по отношению к углу поворота призмы.

Рассматривая указанные свойства призмы нетрудно видеть, что для компенсации вращения световых пучков, повернутых на входе призмы на некоторый произвольный угол j , достаточно повернуть призму в направлении вращения световых пучков на угол равный половине угла поворота световых пучков

($j/2$). С этой целью в устройстве, показанном на рис. 1, призма Дове кинематически соединена с вращающейся частью 1 ОВС через передаточный механизм 4 с коэффициентом редукции 1: 2.

Призма Дове широко используется в качестве оптического компенсатора вращения изображения во многих оптических устройствах, в том числе в таких известных оптических приборах, как артиллерийская панорама и перископ и на первый взгляд может показаться, что с ее помощью можно также достаточно легко решить задачу построения многоканального ОВС. Вместе с тем применение призмы Дове в качестве компенсатора вращения световых пучков в ОВС сопряжено с рядом технологических трудностей. Проблема состоит в том, что призма Дове работает без астигматизма исключительно в параллельных оптических лучах, что строго выполняется в артиллерийской панораме и перископе, в то время как угловое расхождение лучей высокочастотных полупроводниковых источников излучения (светодиодов и лазерных диодов), применяемых в волоконно-оптической связи и в ОВС, составляет от нескольких градусов до несколько десятков градусов. Для таких источников излучения используемая в ОВС коллимационная линза не в состоянии сформировать пучки параллельных лучей, а оптическая система не в состоянии обеспечить необходимую фокусировку лучей. При этом, неподдающиеся фокусировке высокоапертурные лучи проецируются на фотодиоды соседних каналов, вызывая между каналами недопустимо высокий уровень перекрестной помехи.

Очевидно, что для устранения составляющей перекрестной помехи, обусловленной взаимным перекрытием размытых изображений источников в плоскости расположения приемников, источники излучения (и соответственно приемники излучения) должны быть установлены на достаточных расстояниях друг от друга, как минимум отвечающих размерам создаваемых ими изображений. Это ограничивает общее количество каналов в устройстве и требует увеличения поперечных размеров призмы для увеличения информационной емкости устройства. С другой стороны, так как с увеличением размеров призмы увеличивается размер астигматического изображения, увеличить количество каналов путем увеличения размеров призмы можно только ценой увеличения оптических потерь в каналах передачи ОВС, пропорциональных квадрату отношения диаметра изображения источника к диаметру фоточувствительной площадки фотодиода.

Рассмотрим данный вопрос более подробно на примере имеющейся современной элементной базы дискретных полупроводниковых источников и приемников излучения.

2. Математическая модель устройства.

Для выяснения возможностей построения ОВС с максимальным количеством оптических каналов примем в качестве коллимационной и фокусирующей линз тонкие эллиптические линзы, коллимационные свойства которых заведомо выше, чем у сферических линз.

Главные оптические оси линз и оптическую ось призмы совместим с осью вращения.

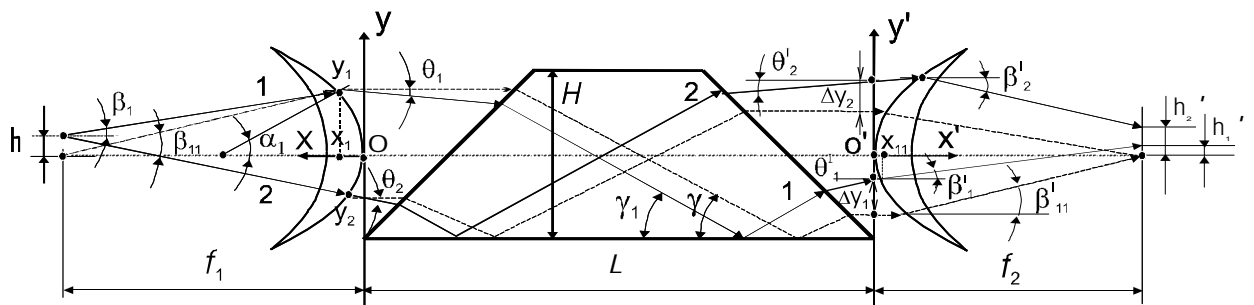


Рис. 1. Схематический чертеж ОВС с призмой Дове [1]:
 1 – вращающаяся часть; 2 – стационарная часть;
 3 – призма Дове; 4 – редукторный механизм с коэффициентом редукции 1: 2;
 5 – оптические излучатели (светодиоды);
 6 – оптические приемники (фотодиоды).

Рис. 2. Схема хода лучей в ОВС с призмой Дове и средствами фокусировки излучения, выполненными в виде тонких анаберрационных эллиптических линз.

Источники излучения расположим по кольцу в фокальной плоскости коллимационной линзы на некотором расстоянии h от ее оптической оси (рис. 2). Приемники излучения расположим в фокальной плоскости фокусирующей линзы симметрично источникам. Для общности полученного решения на первом

етапе аналізу пристрою розмірами джерелів випромінювання нехтуємо.

Решение задачи разобьем на три этапа. Отдельно рассмотрим ход световых лучей в коллимационной линзе, в призме Дове и в фокусной линзе.

Рассмотрим ход световых лучей в меридиональной плоскости коллимационной линзы.

Примем за оптическую ось линзы ось OX и поместим вершину линзы в начало координат. Ось OY направим вверх перпендикулярно к оптической оси линзы. Призму расположим таким образом, чтобы ее оптическая ось совпадала с осью OX , а ось OY системы координат проходила через середину ребра, расположенного между входной преломляющей гранью и основанием (отражающей гранью) призмы перпендикулярно к ребру.

Уравнение проективно эквивалентной поверхности эллиптической линзы в прямоугольной декартовой системе координат с вершиной линзы помещенной в начало координат и оптической осью линзы совмещенной с осью OX выглядит следующим образом [11]:

$$(1 - 1/n^2) \cdot x^2 - 2 \cdot (1 - 1/n) \cdot f \cdot x + y^2 = 0, \tag{1}$$

где f – фокусное расстояние линзы; n – показатель преломления линзы; x и y – координаты поверхности эллиптической линзы.

Запишем уравнение луча, исходящего из точки, расположенной в фокальной плоскости линзы и удаленной от оси OX на расстояние h в виде

$$y = h + (f - x) \cdot \operatorname{tg} \beta_1, \tag{2}$$

где β_1 – угол наклона лучей к оси OX .

Решая совместно выражения (1) и (2) получим квадратное уравнение, решением которого является координата x_1 встречи луча с линзой

$$x_1 = (-b_1 - \sqrt{b_1^2 - 4a_1 \cdot c_1}) / 2a_1, \tag{3}$$

где

$$\begin{aligned} a_1 &= 1 - 1/n_1^2 + \operatorname{tg}^2 \beta_1, \\ b_1 &= 2f_1 \cdot (1 - 1/n_1 + \operatorname{tg}^2 \beta_1) + 2h \cdot \operatorname{tg} \beta_1, \\ c_1 &= h^2 + f_1^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \beta_1 + 2hf_1 \cdot \operatorname{tg} \beta_1. \end{aligned}$$

Координату y_1 точки встречи луча с линзой находим подстановкой найденного значения x_1 в уравнение (2).

$$y_1 = h + (f - x_1) \cdot \operatorname{tg} \beta_1. \tag{4}$$

Найдем угол θ_1 преломленного линзой луча относительно оптической оси линзы (оси OX). Для этого воспользуемся анаберрационным свойством эллиптической линзы, физическая сущность которого состоит в том, что световые лучи вышедшие с фокальной точки линзы распространяются после преломления на ее поверхности параллельно главной оптической оси. Это условие позволяет найти угол α между прямой перпендикулярной к поверхности линзы в точке (x_1, y_1) и осью OX и используя закон преломления лучей на оптической поверхности, определить угол θ выхода лучей с линзы для источника расположенного вне оси.

С учетом вышеизложенного можно показать, что угол θ_1 для преломленного луча 1 может быть найден из следующих соотношений:

$$q_1 = \arcsin[n_1 \cdot \sin(\alpha_1 - \beta_1)] - \alpha_1; \tag{5}$$

$$\alpha_1 = \operatorname{arctg} \left(\frac{n_1 \cdot \sin \beta_{11}}{n_1 \cdot \cos \beta_{11} - 1} \right); \tag{6}$$

$$\beta_{11} = \operatorname{arctg} \left(\frac{y_1}{f_1 - x_1} \right), \tag{7}$$

где β_{11} – угол наклона луча относительно оси OX , проведенного из фокальной точки линзы в точку с координатами (x_1, y_1) ; α_1 – угол наклона относительно оси OX перпендикуляра, поставленного к поверхности линзы в точке (x_1, y_1) .

Аналогично находим угол θ_2 для второго крайнего луча (луча 2 на рис. 2 с максимальной апертурой), после чего определяем координаты y_{11}, y_{22} встречи соответствующих лучей с осью Y .

$$y_{11} = y_1 + x_1 \cdot \operatorname{tg} q_1. \tag{8}$$

$$y_{22} = y_2 + x_2 \cdot \operatorname{tg} q_2. \tag{9}$$

Рассмотрим ход световых лучей в призме Дове.

Заметим, что лучи падающие на призму параллельно ее оптической оси и отстоящие от оси на расстоянии h_1 выходят из призмы на расстоянии “–“ h_1 не меняя своего первоначального направления. Лучи

падающие под углом θ к оптической оси призмы, меняют свое первоначальное направление на выходе призмы на зеркально отраженное и при этом претерпевают некоторое смещение вдоль оси OY на величину Δy . Величина Δy смещения луча состоит из трех составляющих. Составляющей δ_{y1} в воздушном промежутке на входе в призму, составляющей Δ_{np} имеющей место непосредственно внутри призмы, и составляющей δ_{y2} в воздушном промежутке на выходе призмы.

Величину Δy общего смещения луча можно определить из следующих математических выражений, которые не представляет сложности получить, рассматривая ход лучей в призме:

$$\Delta y = H \cdot \operatorname{tg} q + \Delta_{np} + \Delta_{np} \cdot \operatorname{tg} q; \quad (10)$$

$$\Delta_{np} = H \cdot \frac{\operatorname{tga} \cdot (\operatorname{tgg} - \operatorname{tgg}_1)}{\operatorname{tgg} \cdot (1 + \operatorname{tgg}_1)}; \quad (11)$$

$$g = 45^\circ - \arcsin\left(\frac{\sqrt{2}}{2 \cdot n_{np}}\right); \quad (12)$$

$$g_1 = 45^\circ - \arcsin\left(\frac{\sin(45^\circ + q)}{n_{np}}\right), \quad (13)$$

где H - высота призмы Дове; n - показатель преломления призмы; θ - угол наклона падающего на призму луча относительно оси OX . На рис. 2 для верхнего луча $\theta = \theta_1$ а для нижнего луча $\theta = \theta_2$. Знак угла θ выбирается по общим правилам. В нашем примере знак угла θ для обоих лучей отрицательный.

Рассмотрим ход световых лучей в меридиональной плоскости фокусной линзы.

Зададимся новой системой координат $X'O'Z'$ с осью $O'X'$ направленной вдоль главной оптической оси второй эллиптической линзы и осью $O'Y'$, направленной перпендикулярно к оптической оси линзы и проходящей через середину ребра призмы, расположенного между выходной преломляющей гранью и основанием (отражающей гранью) призмы. Вершину второй эллиптической линзы расположим в начале системы координат $X'O'Z'$

Определив величины Δy_1 и Δy_2 смещения лучей на выходе призмы находим координаты y'_{11} и y'_{22} точек пересечения лучей с осью $O'Y'$, лежащей в плоскости $x' = 0$.

$$y'_{11} = y_{11} + \Delta y_1 + x_{11} \cdot \operatorname{tg} q_1. \quad (14)$$

$$y'_{22} = y_{22} + \Delta y_2 + x_{22} \cdot \operatorname{tg} q_2. \quad (15)$$

Далее определяем координаты x'_1, y'_1 и x'_2, y'_2 точек встречи лучей со второй линзой. Для этого воспользуемся уравнением (1) поверхности эллиптической линзы в новой системе координат $X'O'Z'$ и уравнениями лучей, исходящих из точек y'_{11} и y'_{22} , аналогичных уравнению (2).

Для луча исходящего из точки y'_{11} получим следующие соотношения:

$$x'_1 = \frac{-b_2 - \sqrt{b_2^2 - 4y_{11}'^2(1 - 1/n_2^2 + \operatorname{tg}^2 q_1)}}{2(1 - 1/n_2^2 + \operatorname{tg}^2 q_1)}; \quad (16)$$

$$y'_1 = y'_{11} + x'_1 \cdot \operatorname{tg} q_1, \quad (17)$$

где $b_2 = 2f_2(1 - 1/n_2 + \operatorname{tg}^2 q_1) + 2y_{11} \cdot \operatorname{tg} q_1$; n_2 - показатель преломления второй линзы; f_2 - фокусное расстояние второй линзы. Для второго луча будем иметь аналогичные соотношения, в которых вместо угла θ_1 и ординаты y'_{11} фигурируют угол θ_2 и ордината y'_{22} .

Световые лучи 1 и 2 после преломления на внешней поверхности второй линзы, распространяются далее под углами β'_1 и β'_2 по отношению к оптической оси линзы и пересекают фокальную плоскость второй линзы в точках удаленных от ее оптической оси на некоторых расстояния h'_1 и h'_2 .

Значения углов β'_1 и β'_2 и значения расстояний h'_1 и h'_2 можно вычислить из следующих соотношений:

$$b'_1 = a'_1 - \arcsin[\sin(a'_1 + q_1)/n_2]; \quad (18)$$

$$a'_1 = \operatorname{arctg}\left(\frac{n_2 \cdot \sin b'_{11}}{n_2 \cdot \cos b'_{11} - 1}\right); \quad (19)$$

$$b'_{11} = \operatorname{arctg}\left(\frac{y'_{11}}{f_2 - x'_1}\right); \quad (20)$$

$$\begin{cases} h'_1 = y'_1 - (f_2 - x'_1) \cdot \operatorname{tg} b'_1 \\ h'_2 = y'_2 - (f_2 - x'_2) \cdot \operatorname{tg} b'_2 \end{cases}. \quad (21)$$

Разность $h'_1-h'_2$ представляет собой размер пятна изображения точки в главном сечении устройства (в направлении оси $O'Y'$) в фокальной плоскости линзы, созданном лучами с наивысшей апертурой. При вращении призмы пятно изображения также испытывает вращение – совершает прецессию вокруг некоторой точки h' . Поэтому при работе устройства максимальный радиус пятна рассеивания будет определяться наибольшим из расстояний между точкой, вокруг которой совершается прецессия и точкой h'_1 или точкой h'_2 .

Используя полученные выше формулы, произведем расчет радиуса кружка рассеивания в зависимости от апертуры излучения точечного источника для ряда конструктивных параметров устройства.

На рис. 3 представлено семейство рассчитанных зависимостей диаметра кружка рассеивания от расстояния h точечного источника излучения до оптической оси линзы для эллиптических линз с различным фокусным расстоянием f равным 25, 50, 75 и 100мм. Показатель преломления n призмы и линз принят равным 1.7. Апертура источника излучения $\beta=6^\circ$.

С целью минимизации размера кружка рассеивания высота призмы H выбрана в расчетах минимально возможной для заданной апертуры β источника и заданных размеров линз из условия, чтобы высокоапертурные лучи прошедшие коллимационную линзу не выходили за пределы призмы и не распространялись вне призмы.

Существует также максимально допустимый размер высоты призмы, при которой лучи проходят оптический тракт без виньетирования. Обусловлено это тем, что падающие на призму под углом θ лучи по ходу их распространения внутри призмы приобретают на выходе из призмы дополнительное смещение Δy (см. выражения 10-13), пропорциональное высоте H призмы и углу θ падения лучей на призму. Угол θ в свою очередь пропорционален расстоянию h источника до оси (см. выражения 5-7). При высоте призмы больше некоторого критического значения, или при удалении источника от оси сверх некоторого критического расстояния, наклонные лучи получают внутри призмы такое дополнительное смещение $\Delta_{пр}$, что после отражения от основания призмы, падают не на выходную преломляющую грань призмы, а на расположенную параллельно основанию верхнюю грань призмы и выходят сквозь эту грань наружу.

Важно отметить, что с увеличением расстояния источника от оси разница между максимальным и минимальным размерами призмы уменьшается до нуля и при достижении некоторого предельного расстояния возникает ситуация, когда становится принципиально невозможной передача лучей через призму без виньетирования при любых размерах призмы. Поэтому при расчете максимального возможного количества каналов в ОВС высота призмы подбиралась с учетом условия, что достигнуто максимально возможное расстояние точечного источника от оси.

Расчеты предельного расстояния точечного источника от оси и подбор высоты призмы для этого расстояния проводились методом последовательного приближения путем пошагового увеличения расстояния источника от оси до тех пор, пока последующее увеличение расстояния на 0,1 мм не приводило к невозможности подобрать призму и передавать лучи без виньетирования.

Рассчитанные предельные допустимые расстояния h источника от оси для разных размеров линз (разных фокусных расстояний f) с оптимальной высотой H призмы Дове и отвечающей ей длиной L отмечены на рис. 3 штрихпунктирными линиями, опущенными на горизонтальную ось.

На рис. 4 приведены зависимости радиуса кружка рассеивания от угла наклона лучей точечного источника, рассчитанные для разных расстояний источника от оси в устройстве с линзами с фокусным расстоянием $f=50$ мм.

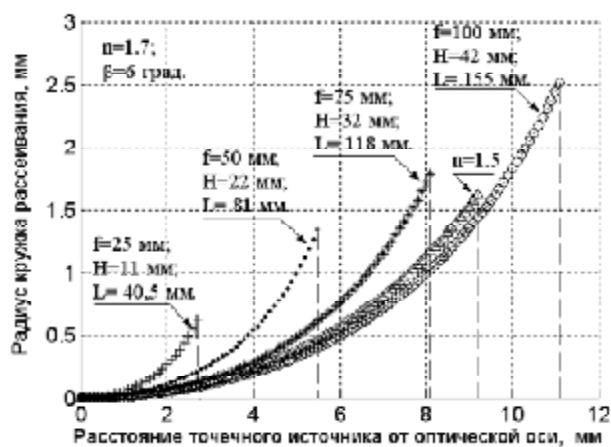


Рис. 3. Рассчитанные зависимости радиуса кружка рассеивания излучения от расстояния h точечного источника до оптической оси эллиптической линзы для линз с различным фокусным расстоянием f

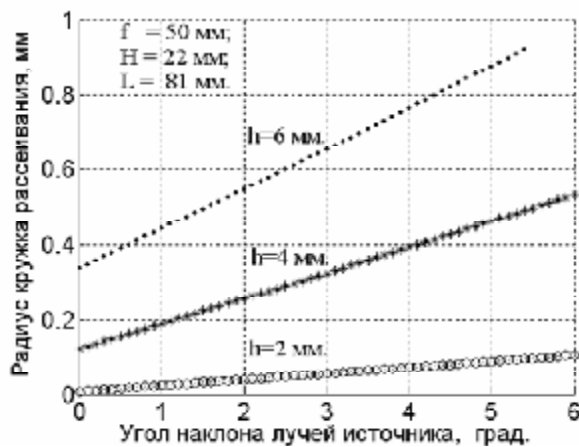


Рис. 4. Рассчитанные зависимости радиуса кружка рассеивания излучения от апертурного угла β лучей для различных расстояний h точечного источника от оптической оси эллиптической линзы

На рисунках 5 (а–в) представлены оконтуренные диаграммы световых пучков источников излучения типа L3989-01 (производства Hamatsu), угол наклона лучей которого $\beta=6^\circ$ и диаграммы их

изображений, создаваемых различными эллиптическими линзами, отличающимися фокусным расстоянием. Угол β равный 6° соответствует углу β наклона лучей, принятого выше на рис. 3 при проведении расчетов предельных расстояний h точечного источника от оси. Полученные на рис. 3 данные для h взяты в качестве исходных при расчете максимально возможных расстояний от оси реальных источников L3989-01, проводимых с учетом диаметра светового пучка источника и диаметра корпуса источника (рис. 5) Кольцевые линии на рис. 5 (а-в), изображенные на диаграммах окружностями, относятся к диаметру светового пучка источника, который равен 3,72 мм согласно паспорту на светодиод. Кольцевые линии изображенные точками, отвечают диаметру корпуса источника, равному 5,4 мм. Периферийные линии, изображенные на рисунке 5 звездочками, относятся к рассчитанным контурным линиям изображений источников.

По вышеизложенной методике для каждого варианта выбранных линз с различным фокусным расстоянием рассчитывалась оптимальная по размерам призма и оптимальным образом (по окружностям) располагались источники излучения с тем, чтобы можно было достичь в устройстве наибольшего количества каналов при условии отсутствия перекрестной помехи между каналами. Из рис. 5 видно, что для светодиода L3989-01 максимальное количество оптических каналов составляет для линз с фокусным расстоянием 50, 75 и 100 мм соответственно 2, 6 и 9 каналов. Для линз с фокусным расстоянием 25 мм в устройстве может быть только один канал, расположенный на оси вращения (диаграмма для этого случая на рис. 5 не показана).

При попытке использовать дополнительный кольцевой ряд источников или при неправильном выборе призмы в устройстве происходит перекрытие изображений источников между собой. Для наглядности, такой случай показан на рис. 5г, где приведены диаграммы контурных линий изображений источников в устройстве с призмой тех же размеров ($H=42$ мм, $f=100$ мм), что и на рис. 5а, но с линзами с меньшим фокусным расстоянием ($f=75$ мм). Из рисунка 5г видно, что в этом случае часть световых лучей проецируются на фотоприемники соседних каналов.

Аналогичные расчеты были проведены также для источников SV2637-001 и SV5637-001 (производства Nonnevel) с диаграммой направленности 4° и 2° соответственно. Диаметр отверстия окна у SV2637-001 равен 3,72 мм. В светодиоде SV5637-001 применяется куполовидная линза диаметром 3,36 мм.

Результаты расчета максимально возможного количества каналов N для указанных выше источников излучения в зависимости от размеров линз приведены ниже в таблице. В таблице приведены также результаты расчета для некоторого гипотетического источника излучения с апертурой излучения $\beta=0^\circ$, диаметр светового пучка в котором равен диаметру куполовидной линзы светодиода SV5637-001.

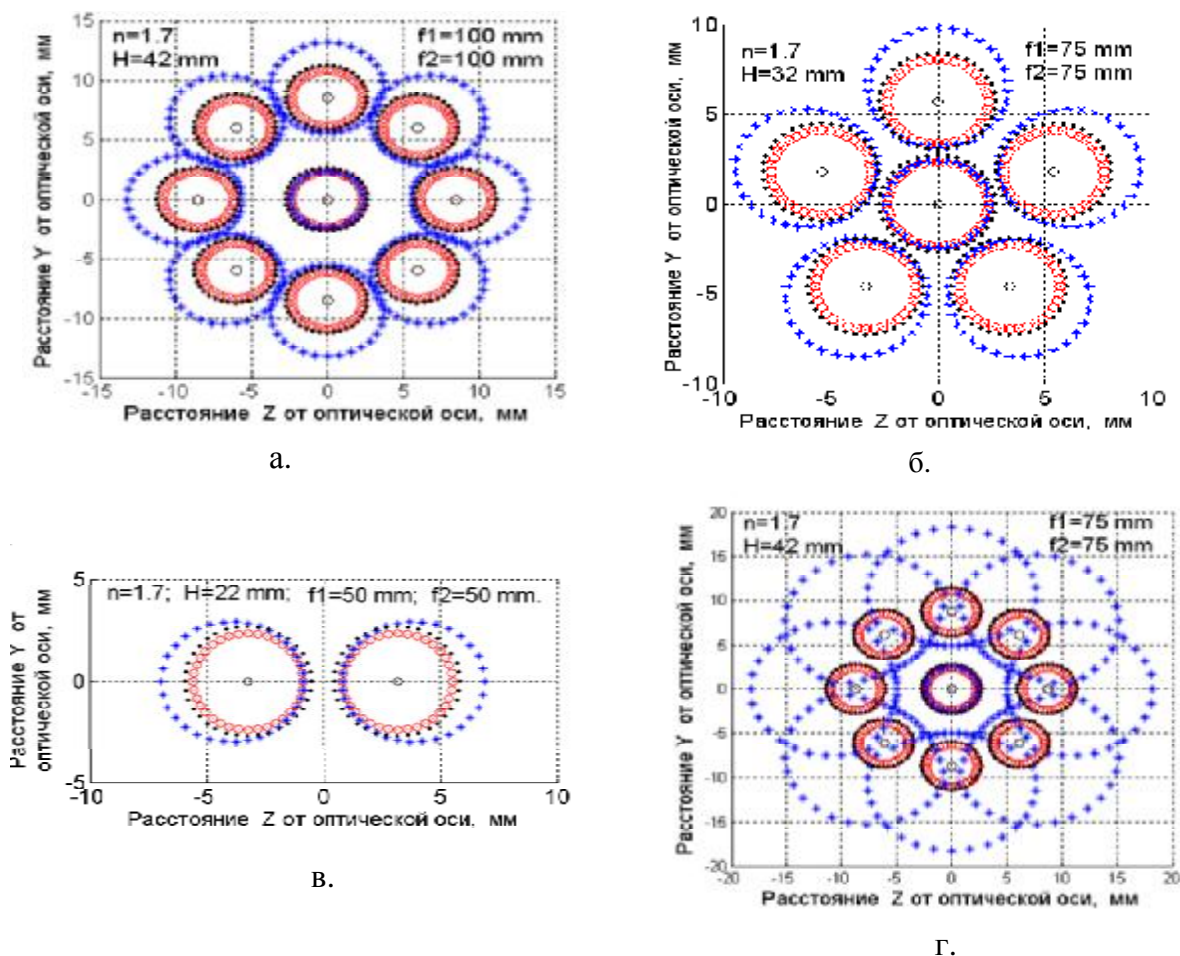


Рис. 5. Диаграммы расположения источников излучения типа L3989-01 на передающей части ОВС и их околтуренные изображения в плоскости расположения приемников на приемной части, созданные оптической системой ОВС построенной на основе призмы Дове и эллиптических линз с разным фокусным расстоянием

Из представленных в таблице данных видно, что максимальное количество оптических каналов, которое можно достичь в ОВС с призмой Дове и общими для всех каналов передачи средствами коллимации и фокусировки лучей, сильно зависит от апертуры источника излучения и размеров оптической системы ОВС. В частности, в случае использования эллиптических линз с фокусным расстоянием 100 мм для источника с углом излучения $\beta=2^\circ$, такого как SV5637-001, количество каналов достигает 21 канал, а для источника с апертурой 6° всего лишь 9 каналов.

Следует, однако, обратить внимание на то, что в случае использования в устройстве линз с фокусным расстоянием 100 мм, общая длина оптического тракта ОВС без учета размеров входных и выходных оптических разъемов превышает 355 мм, что является недопустимым для большинства практических применений устройства.

Таблица

Максимально возможное количество оптических каналов в ООЗ

Фокусное расстояние линзы f, мм.	25			50			75			100		
	N	H, мм	L, мм	N	H, мм	L, мм	N	H, мм	L, мм	N	H, мм	L, мм
$\beta=0^\circ$	1			7	18	67	15	25,2	93	22	33	127
$\beta=2^\circ$, SV5637-001	1	8		7	18,5	69	14	29,6	109	21	37,5	140
$\beta=4^\circ$, SV2637-001	1	11	40	5	20	74	10	31	114	17	41	151
$\beta=6^\circ$, L3989-01	1	11	40	2	22	81	6	32	118	9	42	155
n=1.5; $\beta=6^\circ$ L3989-01	1	11	40	1	22		4	32		8	38,8	167

Для линз с фокусным расстоянием 50 мм длина оптического тракта может быть снижена до 180 мм, однако максимальное количество каналов при этом составляет всего лишь семь каналов для источника с апертурой излучения $\beta=2^\circ$ и только два канала для источников с апертурой излучения $\beta=6^\circ$.

Для линз с фокусным расстоянием менее 25 мм в устройстве может быть установлен только один оптический канал на оси вращения, даже если применить источники излучения с идеально параллельными пучками лучей.

Величину оптических потерь оценим на примере высокочастотных фотоприемников с частотной полосой порядка 100 МГц. Как правило, такие фотоприемники имеют максимальный диаметр фоточувствительной площадки не более 1 мм. С рисунка 5 видно, что диаметр светового пятна источника излучения в плоскости расположения приемника составляет примерно 8 мм. Отсюда имеем величину оптических потерь на уровне 18 дБ, обусловленную несогласованностью диаметров приемника излучения и светового пучка, падающего на приемник.

Выводы

Полученные данные расчета ОВС компенсационного принципа действия с призмой Дове и общими для всех каналов передачи средствами коллимации и фокусировки лучей позволяют сделать следующие выводы:

В многоканальном исполнении устройство работоспособно только лишь в составе с электрическими линиями связи и активными оптоэлектронными преобразователями на входах и выходах ОВС, из-за больших оптических потерь в составе с оптическими кабелями.

Максимальное количество каналов в таком устройстве составляет на практике около десяти каналов из-за недопустимо больших размеров и массы устройства при большем количестве каналов. В частности, длина оптической системы в десятиканальном ОВС составляет около 300 мм и при большем количестве каналов растет пропорционально количеству каналов.

В устройстве с оптической системой менее 100 мм может быть установлен только один оптический канал на оси вращения.

При использовании ОВС в составе с волоконно-оптическими кабелями линий связи величина оптических потерь, по оценочным данным, превышает 36 дБ для стандартных кабелей с диаметром сердцевины 50 мкм, и 30 дБ для кабелей с диаметром сердцевины 100 мкм.

Литература

1. Патент 4109998 США, МКИ G02B 23/02. Optical sliprings / Myren L.Iverson; The USA as represented by the secretary of the Navy. – № 772396; заявл. 28.02.77; опубл. 29.08.78; НКИ 350/23, 250/578.
2. Патент 5371814 США, МКИ G02B 6/32. Passive, multi-channel fiber optic rotary joint assembly /

- Gregory H. Ames, Roger L. Morency; The USA as represented by the Secretary of the Navy – № 151396; заявл. 08.11.93; опубл. 06.12.94; НКИ 385/25, 385/26.
3. Патент 4514050 США, МКИ G02B 5/04; G02B 17/00. Dove prism for convergent light paths / David G.Stites; Bell&Howell Company. – № 400810; заявл. 22.07.82; опубл. 30.04.85; НКИ 350/444, 350/168, 350/286.
4. Патент 4447118 США, МКИ G02B 5/14. Optical information transfer system / Owen R. Mulkey; The Boeing Company. – № 303793; заявл. 21.09.81; опубл. 08.05.84; НКИ 350/96.16, 250/227, 350/96.10.
5. А.с.1645923 А1 СССР, МКИ G02B 17/00. Оптическое устройство для вращения изображений источников излучения / В.Н.Шапарь, В.Н.Бондаренко, К.О.Карапетян, Г.С.Свечников, Н.Н.Гогин, Р.П. Джангобегов, В.И. Шевелев (СССР). – № 4624987/10; заявл. 03.11.88; опубл. 30.04.91, Бюл. № 16.
6. Svechnicov Georgy S., Shapar Vladimir N. Multi-channel optical rotary connector for non-contact transfer of data signals between relatively moving bodies / Georgy S. Svechnicov, Vladimir N. Shapar // Proc. SPIE Vol. 1580, p.391-394, Boston, Massachusetts, USA (September, 1991).
7. А.с.1739333 А1 СССР, МКИ G02B 6/26. Многоканальный оптический вращающийся соединитель / В.Н.Шапарь, Г.С.Свечников, В.Н.Полтанов, С.Ю.Тихонов (СССР). – № 4748851/10; заявл. 16.10.89; опубл. 07.06.92, Бюл. № 21.
8. Шапар В.М. Аналіз ротаційної залежності коефіцієнта передачі оптичного обертового з'єднувача з дзеркальним компенсатором / В.М.Шапар // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2007. – № 2. – С. 48-53.
9. Шапар В.М. Багатоканальний оптичний обертовий з'єднувач з малими модуляційними викривленнями амплітуди оптичного сигналу / В.М. Шапар, С.І.Осипов // Зв'язок, -2005. – № 8, с. 37-43.
10. Шапарь В.Н. Многоканальный оптический вращающийся соединитель для РЛС космического базирования / В.Н. Шапарь, С.В.Свечников, П.Ф.Олексенко. // Космична наука і технологія. ДОДАТОК. – 2003. – Т 9. – № 2. – С. 30-35.
11. Сивухин Д.В. Общий курс физики. Оптика / Д.В. Сивухин. – М.: Наука, 1980. – 752 с.

Надійшла до редакції
16.6.2010 р.

УДК 621.372.812

И.Л. АФОНИН, П.А. БУГАЕВ, В.В. САЛАМАТИН

Севастопольский национальный технический университет

ГЕОМЕТРИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИКА ПЛОСКОГО МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА ПРЯМОУГОЛЬНОГО СЕЧЕНИЯ

На основе променевих представлень розглянута низка запитань по опису і вивченню електродинамічних процесів, що відбуваються в плоскому металлодіелектричному хвилеводі. Променеве трактування явищ в хвилеводі дозволило визначити структуру електромагнітного поля в хвилеводі, параметри направляючої системи, дисперсійні рівняння і параметри власних хвиль, у тому числі основного типу хвилі H_{10}

A number of questions in the description and studying of electrodynamic processes occurring in the flat metal wave guide is considered on the basis of beam investigation. The beam treatment of the phenomena in the wave guide has allowed to define the structure of an electromagnetic field in the wave guide, parameters of directing system, the dispersive equations and parameters of own waves, including waves of the dominant H_{10} type.

Ключові слова: електродинамічні процеси, плоский хвилевод, структура поля, параметри.

Введение

В длинноволновой части СВЧ и коротковолновой части УВЧ диапазонов в качестве линий передачи широко используются полые металлические волноводы (ПМВ) прямоугольного сечения и несимметричные полосковые линии (НПЛ). ПМВ для указанных участков диапазона частот отличаются большими размерами, массой и связанной с этими массогабаритными параметрами, а также высокой стоимостью. НПЛ представляет собой открытую электродинамическую структуру [1]. При этом такая линия передачи имеет достаточно большие потери на излучение. В отличие от НПЛ с низким значением относительной диэлектрической проницаемости ϵ в микрополосковой линии (МПЛ), у которой ϵ достигает десяти и более, электромагнитное поле концентрируется в области между проводником и заземленным основанием, в связи с чем потери на излучение оказываются в значительной степени ослабленными. Часто устройства, построенные на основе НПЛ и МПЛ, конструктивно выполняются в экране. При этом происходит деформация электромагнитных полей, сопровождающаяся ухудшением параметров этих устройств. Однако НПЛ и МПЛ имеют важные достоинства: простую конструкцию, малые габариты и массу, низкую стоимость [2, 3].

Альтернативным вариантом линии передачи, сочетающей достоинства ПМВ и полосковых линий, может стать в некоторых устройствах плоский металлодіелектрический волновод (ПМДВ), представляющий собой тонкую ленточную диэлектрическую пластину с четырехсторонней металлизацией, как широких, так и узких стенок (рис. 1).

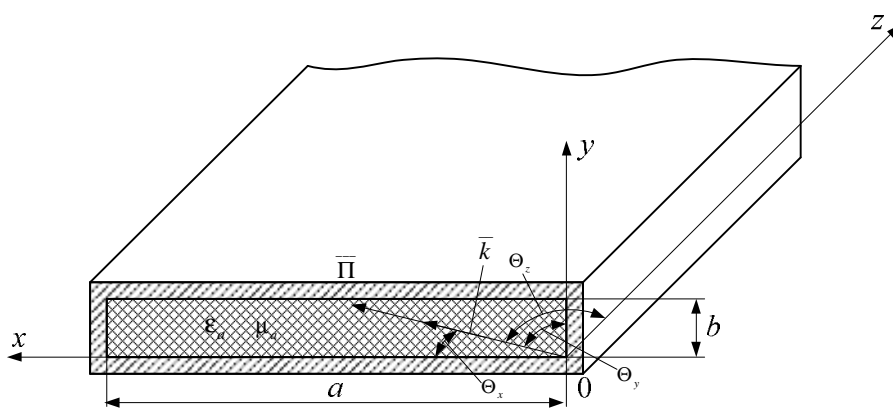


Рис. 1. Конструкция плоского металлодіелектрического волновода

В [4] на основе лучевых представлений рассмотрен ряд вопросов по описанию и изучению электродинамических процессов, происходящих в волноводах прямоугольного сечения: полых металлических, диэлектрических, металлодіелектрических, полосковых.

Структуру электромагнитного поля в волноводі можно представить как результат сложения четырех плоских однородных волн, называемых парциальными, многократно отраженных от его граничных поверхностей. Парциальная волна в общем случае может иметь линейную, круговую или эллиптическую поляризацию. Направление вектора Пойнтинга плоской волны определяется тремя углами (q_x , q_y , q_z),

образованными с осями координат. Направляющие косинусы этих углов, сумма квадратов которых равна единице, являются функциями длины волны, поперечных размеров волновода, электродинамических параметров сред, заполняющих волноводную структуру, индексов собственных полей. Парциальная волна любой поляризации может быть представлена суммой двух линейно поляризованных плоских волн, имеющих взаимно перпендикулярные векторы напряженности электрического и магнитного полей. Указанная пара двух ортогональных линейно поляризованных парциальных волн интерпретируется как система собственных полей прямоугольного волновода любой поперечной структуры.

Лучевая трактовка явлений в волноводе позволяет определить структуру электромагнитного поля в волноводе, параметры направляющей системы, дисперсионные уравнения и параметры собственных волн. Такой подход к вопросам описания электродинамических процессов волноводных структур обеспечивает физическую наглядность и простоту понимания пространственной картины поля на всех этапах решения задачи, приводя к конечным выражениям для составляющих векторов поля, параметров волноводов и собственных волн, полностью совпадающих с решениями уравнений Максвелла. В новой трактовке такие понятия, как фазовая и групповая скорости, длина волны в волноводе, поперечные коэффициенты, фазовая постоянная, критическая длина волны, типы волн и другие приобретают ясный физический смысл.

Целью данной работы является анализ электродинамических процессов в ПМДВ: определение структуры электромагнитного поля в волноводе, его параметров, дисперсионных уравнений и параметров собственных типов волн.

Основная часть

В соответствии с [1], любая составляющая векторов \vec{E} и \vec{H} в плоском металлодиэлектрическом волноводе может быть представлена выражением

$$A = A_m \cos\left(k_x x - \frac{j_{x_0}}{2}\right) \cdot \cos\left(k_y y - \frac{j_{y_0}}{2}\right) \cdot \cos\left(\omega t - k_z z + \frac{j_{x_0}}{2} + \frac{j_{y_0}}{2}\right), \quad (1)$$

где A_m – амплитуда составляющей, независимая от пространственных координат и времени;

$k_x = k \cos q_x$, $k_y = k \cos q_y$, $k_z = k \cos q_z$ – проекции волнового вектора \vec{k} на оси координат;

$\vec{k} = \vec{l} \cdot k$ – волновой вектор, равный по величине коэффициенту распространения волны в данной

среде $k = \omega \sqrt{\epsilon_a m_a} = \frac{2\pi}{l}$, и совпадающий по направлению с вектором Пойнтинга \vec{P} ;

$l = \frac{l_0}{\sqrt{\epsilon}}$ – длина волны в диэлектрической среде;

l_0 – длина волны в свободном пространстве;

j_{x_0} , j_{y_0} – фазы коэффициентов отражения составляющих векторов поля от граничных плоскостей $x = 0$ и $y = 0$ соответственно.

Амплитуды составляющих векторов \vec{E} и \vec{H} зависят от направляющих косинусов этих векторов. Все амплитуды можно выразить через одну из них, например H_{zm} , как это сделано при анализе магнитных волн H_{mn} в полном металлическом прямоугольном волноводе.

$$\left. \begin{aligned} E_{xm} &= \frac{Z_0 \cos q_y}{\sin^2 q_z} \cdot H_{zm}; & E_{ym} &= \frac{Z_0 \cos q_x}{\sin^2 q_z} \cdot H_{zm}; & E_{zm} &= 0; \\ H_{xm} &= \frac{\cos q_x \cdot \cos q_z}{\sin^2 q_z} \cdot H_{zm}; & H_{ym} &= \frac{\cos q_y \cdot \cos q_z}{\sin^2 q_z} \cdot H_{zm}; & H_{zm} &, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $Z_0 = \sqrt{m_a / \epsilon_a}$ – волновое сопротивление среды, заполняющей волновод.

При анализе электрических волн E_{mn} амплитуды всех составляющих выражаются через E_{zm} .

Для металлического волновода j_{x_0} и j_{y_0} могут принимать значения, равные 0° или 180° .

Касательные составляющие вектора \vec{E} и нормальные составляющие вектора \vec{H} равны нулю (считаем стенки идеально проводящими). Следовательно, фазы их коэффициентов отражения j_{x_0} , j_{y_0} равны 180° .

Нормальные составляющие вектора \vec{E} и касательные составляющие вектора \vec{H} максимальны у граничных поверхностей, для них фазы коэффициентов отражения j_{x_0} , j_{y_0} равны нулю. Таким образом, на

поверхности $x = 0$ для составляющих E_x, H_y, H_z имеем $\mathbf{j}_{x0} = 0$, а для составляющих $E_y, E_z, H_x - \mathbf{j}_{x0} = 180^\circ$. На поверхности $y = 0$ для составляющих $E_y, H_x, H_z - \mathbf{j}_{y0} = 0$, а для составляющих $E_x, E_z, H_y - \mathbf{j}_{y0} = 180^\circ$.

Подставляя в (1) значения амплитуд (2) и учитывая значения фаз на поверхностях $x = 0$ и $y = 0$, запишем выражения для составляющих векторов собственного поля H_{zm} :

$$\left. \begin{aligned} E_x &= \left\{ \frac{Z_0 \cdot \cos q_y}{\sin^2 q_z} \right\} \cdot H_{zm} \cdot \cos(k_x x) \cdot \sin(k_y y) \cdot \sin(\omega t - k_z z); \\ E_y &= \left\{ \frac{Z_0 \cdot \cos q_x}{\sin^2 q_z} \right\} \cdot H_{zm} \cdot \sin(k_x x) \cdot \cos(k_y y) \cdot \sin(\omega t - k_z z); \\ E_z &= 0; \\ H_x &= \left\{ \frac{\cos q_x \cdot \cos q_z}{\sin^2 q_z} \right\} \cdot H_{zm} \cdot \sin(k_x x) \cdot \cos(k_y y) \cdot \sin(\omega t - k_z z); \\ H_y &= \left\{ \frac{\cos q_y \cdot \cos q_z}{\sin^2 q_z} \right\} \cdot H_{zm} \cdot \cos(k_x x) \cdot \sin(k_y y) \cdot \sin(\omega t - k_z z); \\ H_z &= H_{zm} \cdot \cos(k_x x) \cdot \cos(k_y y) \cdot \cos(\omega t - k_z z). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Аналогичным образом можно найти составляющие векторов \bar{E} и \bar{H} собственного поля E_{zm} :

$$\left. \begin{aligned} E_x &= \left\{ \frac{\cos q_x \cdot \cos q_z}{\sin^2 q_z} \right\} \cdot E_{zm} \cdot \cos(k_x x) \cdot \sin(k_y y) \cdot \sin(\omega t - k_z z); \\ E_y &= \left\{ \frac{\cos q_y \cdot \cos q_z}{\sin^2 q_z} \right\} \cdot E_{zm} \cdot \sin(k_x x) \cdot \cos(k_y y) \cdot \sin(\omega t - k_z z); \\ E_z &= E_{zm} \cdot \sin(k_x x) \cdot \sin(k_y y) \cdot \cos(\omega t - k_z z); \\ H_x &= \left\{ \frac{\cos q_y}{Z_0 \cdot \sin^2 q_z} \right\} \cdot E_{zm} \cdot \sin(k_x x) \cdot \cos(k_y y) \cdot \sin(\omega t - k_z z); \\ H_y &= \left\{ \frac{\cos q_x}{Z_0 \cdot \sin^2 q_z} \right\} \cdot E_{zm} \cdot \cos(k_x x) \cdot \sin(k_y y) \cdot \sin(\omega t - k_z z); \\ H_z &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

В соответствии с выражением (1) распределение амплитуды любой составляющей вдоль оси Ox описывается функцией

$$A_x = \cos\left(k_x x - \frac{\mathbf{j}_{x0}}{2}\right). \quad (5)$$

Тогда при $x = 0$ имеем $A_{x0} = \cos \frac{\mathbf{j}_{x0}}{2}$, а при $x = a - A_{xa} = \cos\left(k_x a - \frac{\mathbf{j}_{x0}}{2}\right)$. Но в то же время,

при $x = a$ имеем $A_{xa} = \cos \frac{\mathbf{j}_{xa}}{2}$, где \mathbf{j}_{xa} – фаза коэффициента отражения на границе $x = a$.

Равенство функций $\cos\left(k_x a - \frac{\mathbf{j}_{x0}}{2}\right) = \cos \frac{\mathbf{j}_{xa}}{2}$ достигается при следующем соотношении

аргументов: $k_x a - \frac{\mathbf{j}_{x0}}{2} = m\pi + \frac{\mathbf{j}_{xa}}{2}$. Откуда следует, что $k_x a = m\pi + \frac{\mathbf{j}_{x0}}{2} + \frac{\mathbf{j}_{xa}}{2}$. Учитывая, что

$\mathbf{j}_{xa} = \mathbf{j}_{x0} = 0$, получаем

$$k_x a = m\pi. \quad (6)$$

Из условия $j_{x0} = 180^\circ$ следует равенство функций $\sin k_x a = \cos 90^\circ = 0$, откуда также можно получить $k_x a = m\pi$, где $m = 0, 1, 2, \dots$

Из (6) следует, что $k_x = \frac{m\pi}{a}$. Учитывая соотношение $k_x = k \cos q_x = 2\pi \cos \frac{q_x}{l}$, имеем

$$\cos q_x = \frac{ml}{2a}. \quad (7)$$

Аналогичным образом определяем

$$k_y = \frac{n\pi}{b}, \quad (8)$$

и направляющий косинус

$$\cos q_y = \frac{nl}{2b}, \quad (9)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$

Направляющие косинусы этих углов связаны между собой известным соотношением: $\cos^2 q_x + \cos^2 q_y + \cos^2 q_z = 1$, из которого вытекает соотношение

$$\sin q_z = \frac{l}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}. \quad (10)$$

Как видно из (7), (9), (10) направление вектора Пойнтинга $\bar{\Pi}$ зависит от длины волны l , размеров волновода a и b , и от типа волны, который определяется индексами m и n , представляющими собой количество полуволн, укладывающихся на размерах a и b .

При увеличении длины волны l , $\sin q_z$ увеличивается. А при $q_z = 90^\circ$, $\sin q_z = 1$, и распространение электромагнитной волны вдоль волновода прекращается. Длина волны, при которой угол q_z достигает 90° , соответствует критической длине волны.

Из (10) следует, что

$$l_{кр} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}, \quad (11)$$

и

$$\sin q_z = \frac{l}{l_{кр}}, \quad \cos q_z = \sqrt{1 - \left(\frac{l}{l_{кр}}\right)^2}. \quad (12)$$

Выражения для амплитуд составляющих векторов \bar{E} и \bar{H} можно видоизменить, если умножить числитель и знаменатель на k^2 и учесть, что

$$k = w\sqrt{\epsilon_a \mathbf{m}_a}, \quad k_x = k \cos q_x, \quad k_y = k \cos q_y, \quad k_z = k \cos q_z,$$

а также

$$k_x = \frac{m\pi}{a}, \quad k_y = \frac{n\pi}{b}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{\mathbf{m}_a}{\epsilon_a}}.$$

Составляющие векторов поля типа H_{mn} запишутся в виде:

$$\left. \begin{aligned}
 E_x &= \left(\frac{w m_a}{k_c^2} \right) \cdot \left(\frac{np}{b} \right) \cdot H_{zm} \cdot \cos\left(\frac{mp}{a} x \right) \cdot \sin\left(\frac{np}{b} y \right) \cdot \sin(wt - k_z z); \\
 E_y &= \left(\frac{w m_a}{k_c^2} \right) \cdot \left(\frac{mp}{a} \right) \cdot H_{zm} \cdot \sin\left(\frac{mp}{a} x \right) \cdot \cos\left(\frac{np}{b} y \right) \cdot \sin(wt - k_z z); \\
 E_z &= 0; \\
 H_x &= \left(\frac{k_z}{k_c^2} \right) \cdot \left(\frac{mp}{a} \right) \cdot H_{zm} \cdot \sin\left(\frac{mp}{a} x \right) \cdot \cos\left(\frac{np}{b} y \right) \cdot \sin(wt - k_z z); \\
 H_y &= \left(\frac{k_z}{k_c^2} \right) \cdot \left(\frac{np}{b} \right) \cdot H_{zm} \cdot \cos\left(\frac{mp}{a} x \right) \cdot \sin\left(\frac{np}{b} y \right) \cdot \sin(wt - k_z z); \\
 H_z &= H_{zm} \cdot \cos\left(\frac{mp}{a} x \right) \cdot \cos\left(\frac{np}{b} y \right) \cdot \cos(wt - k_z z).
 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Составляющие векторов поля типа E_{mn} :

$$\left. \begin{aligned}
 E_x &= \left(\frac{k_z}{k_c^2} \right) \cdot \left(\frac{mp}{a} \right) \cdot E_{zm} \cdot \cos\left(\frac{mp}{a} x \right) \cdot \sin\left(\frac{np}{b} y \right) \cdot \sin(wt - k_z z); \\
 E_y &= \left(\frac{k_z}{k_c^2} \right) \cdot \left(\frac{np}{b} \right) \cdot E_{zm} \cdot \sin\left(\frac{mp}{a} x \right) \cdot \cos\left(\frac{np}{b} y \right) \cdot \sin(wt - k_z z); \\
 E_z &= E_{zm} \cdot \sin\left(\frac{mp}{a} x \right) \cdot \sin\left(\frac{np}{b} y \right) \cdot \cos(wt - k_z z); \\
 H_x &= \left(\frac{w e_a}{k_c^2} \right) \cdot \left(\frac{np}{b} \right) \cdot E_{zm} \cdot \sin\left(\frac{mp}{a} x \right) \cdot \cos\left(\frac{np}{b} y \right) \cdot \sin(wt - k_z z); \\
 H_y &= \left(\frac{w e_a}{k_c^2} \right) \cdot \left(\frac{mp}{a} \right) \cdot E_{zm} \cdot \cos\left(\frac{mp}{a} x \right) \cdot \sin\left(\frac{np}{b} y \right) \cdot \sin(wt - k_z z); \\
 H_z &= 0,
 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где $k_c^2 = k_x^2 + k_y^2$ – поперечное волновое число;

$$k_z = k \cos q_z = \frac{2p}{l} \sqrt{1 - \left(\frac{l}{l_{кр}} \right)^2} = \frac{2p}{l_{кр}} \text{ – коэффициент распространения.}$$

При этом длина волны в волноводе

$$l_{в} = \frac{l}{\sqrt{1 - \left(\frac{l}{l_{кр}} \right)^2}}. \quad (15)$$

Фазовая скорость волны в волноводе определяется соотношением

$$V_{\phi} = l_{в} f = \frac{l f}{\cos q_z} = \frac{V}{\cos q_z}, \quad (16)$$

где V – скорость волны в диэлектрической среде.

Групповая скорость равна

$$V_{гр} = l_{в} f \cos q_z = V \cos q_z. \quad (17)$$

Полученные выражения для составляющих векторов \vec{E} и \vec{H} собственных полей H_{mn} и E_{mn} на основе лучевых представлений полностью совпадают с выражениями, найденными путем анализа уравнений Максвелла.

В ПМДВ как и в ПМВ основным является тип волны H_{10} . Для этого типа волны направляющий

косинус угла q_y равен нулю ($\cos q_y = 0$) в соответствии с (9), так как $n = 0$. Следовательно, синус угла q_z равен

$$\sin q_z = \sqrt{\sin^2 q_x + \sin^2 q_y} = \cos q_x.$$

При $m = 1$ из (11) видно, что $l_{кр} = 2a$, а из (12) –

$$\sin q_z = \cos q_x = \frac{1}{2a} \quad \cos q_z = \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2a}\right)^2}.$$

Соотношения для длины волны (15), фазовой (16) и групповой (17) скоростей в плоском металлодиэлектрическом волноводе для волны типа H_{10} запишутся в следующем виде:

$$l_{в} = \frac{l}{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{l_{кр}}\right)^2}} = \frac{l_0}{\sqrt{e}} \left(1 - \frac{l_0^2}{e l_{кр}^2}\right)^{-1/2}; \quad (18)$$

$$V_{\phi} = \frac{V}{\cos q_z} = \frac{c}{\sqrt{e}} = c \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{2a}\right)^2}}{\sqrt{e} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2a}\right)^2}}, \quad (19)$$

где c – скорость электромагнитных волн в свободном пространстве.

$$V_{гп} = V \cos q_z = c \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{2a}\right)^2}}{\sqrt{e}}. \quad (20)$$

Структуру поля волны типа H_{10} получаем при подстановке в (3) следующих параметров:

$$\begin{aligned} \cos q_y = 0; \quad \sin q_z = \cos q_x = \frac{1}{2a}; \quad \cos q_z = \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2a}\right)^2}; \\ k_x = \frac{p}{a}; \quad k_z = \frac{2p}{l_{в}}. \end{aligned}$$

Выражения для составляющих векторов поля приобретают вид:

$$\left. \begin{aligned} E_x = 0; \quad E_z = 0; \quad H_y = 0; \\ E_y = \frac{Z_0}{\sin q_z} H_{zm} \sin(k \cos q_x x) \sin(\omega t - k \cos q_z z) = \\ = Z_0 \frac{2a}{l_{в}} H_{zm} \sin \frac{px}{a} \sin \left(\omega t - \frac{2p}{l_{в}} z \right); \\ H_x = \frac{\cos q_z}{\sin q_z} H_{zm} \sin(k \cos q_x x) \sin(\omega t - k \cos q_z z) = \\ \frac{2a}{l_{в}} H_{zm} \sin \frac{px}{a} \sin \left(\omega t - \frac{2p}{l_{в}} z \right); \\ H_z = H_{zm} \cos(k \cos q_x x) \cos(\omega t - k \cos q_z z) = H_{zm} \cos \frac{px}{a} \cos \left(\omega t - \frac{2p}{l_{в}} z \right) \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Волновое сопротивление волновода для волны типа H_{10} равно отношению поперечных составляющих напряженностей электрического и магнитного полей

$$Z_{\text{в}} = \frac{E_y}{H_x} = \frac{Z_0 I_{\text{в}}}{I} = \frac{Z_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{2a}\right)^2}}. \quad (22)$$

Выводы

Результаты анализа ПМДВ с использованием геометрической электродинамики полностью совпадают с результатами исследования, основанного на использовании уравнений Максвелла. Классификация собственных полей, все параметры электромагнитных волн, распространяющихся в волноводе, в геометрической электродинамике имеют ясный физический смысл.

Перспектива дальнейших исследований полоскового металлодиэлектрического волновода связана, в первую очередь, с разработкой на его основе перехода с коаксиальной линии на ПМДВ, согласованной нагрузки, проходной детекторной головки, других волноводных устройств и проведением экспериментальных работ с целью обоснования перспективности его применения в технике УВЧ и СВЧ.

Литература

1. Гольдштейн Л.Д. Электромагнитные поля и волны / Л.Д. Гольдштейн, Н.А. Зернов. – М.: Сов. радио, 1971. – 664 с.
2. Семенов Н.А. Техническая электродинамика: учеб. пособие для вузов / Н.А. Семенов. – М.: Связь, 1973. – 480 с.
3. Витевский В.Б. Электромагнитные волны в технике связи / В.Б. Витевский, Э.А. Павловская. – М.: Радио и связь, 1995. – 121 с.
4. Саламатин В.В. Основы геометрической электродинамики волноводов прямоугольного сечения: учеб. пособие / В.В. Саламатин, И.Л. Афонин, С.Н. Бердышев. – Севастополь: изд-во СевНТУ, 2008. – 220 с.

Надійшла до редакції
15.6.2010 р.

УДК 621.317

Ю.О. СКРИПНИК, О.А. ВАГАНОВ

Київський національний університет технологій та дизайну

В.П. ОСАДЧИЙ

Хмельницька педагогічна академія

ПІДВИЩЕННЯ ЧУТЛИВОСТІ НАДВИСОКОЧАСТОТНИХ МОДУЛЯЦІЙНИХ РАДІОМЕТРІВ

Проаналізовано існуючі схеми надвисокочастотних модуляційних радіометрів. Наведено шляхи підвищення чутливості та точності вимірювання різниці потужностей слабких електромагнітних випромінювань.

The existent charts of super-high-frequency modulation radiometers are analysed. The ways of sensitisation and exactness of measuring of difference of powers of weak electromagnetic radiation are resulted.

Ключові слова: надвисокочастотний модуляційний радіометр, диференціальний підсилювач, інтегратор, вольтметр.

Вступ

Для вимірювання інтенсивності слабких природних і техногенних електромагнітних випромінювань (ЕМВ) використовують надвисокочастотні (НВЧ) модуляційні радіометри, які здатні вимірювати потужності сигналів за рівнем, меншим рівня власних шумів вимірювальної схеми. При вимірюванні різниці інтенсивностей слабких випромінювань доводиться з власних шумів радіометра виділяти сигнал, пропорційний різниці потужностей слабких сигналів, тобто практично вимірювати надслабкий сигнал на тлі інтенсивних шумів. Це завдання вирішується як НВЧ радіометрами прямого підсилення і детектування, так і НВЧ радіометрами з супергетеродинним перетворенням частоти НВЧ сигналів, що приймаються, і подальшим підсиленням на низькій проміжній частоті [1]. Проте чутливість таких пристроїв недостатня для достовірного вимірювання різниці інтенсивностей двох НВЧ сигналів малих рівнів.

Типовою схемою НВЧ модуляційного радіометра є одноканальна структура, описана в [2]. Шумоподібний сигнал від приймальної антени, який модулюється генератором низькочастотних прямокутних імпульсів за допомогою електрично керованого НВЧ-модулятора, поступає на вхід радіометричної системи. Атенуатор послаблює сигнал до потрібної величини, після чого сигнал надходить на один з входів балансного змішувача, на другий вхід якого поступає сигнал гетеродина. З виходу балансного змішувача сигнал проміжної частоти надходить на вхід підсилювача проміжної частоти та після

підсилення детектується квадратичним детектором. Продетектований сигнал частоти 1 кГц виділяється і підсилюється вибірковою підсилювачем, на виході якого отримують сигнал тієї ж частоти, який поступає на один з входів синхронного детектора, на другий вхід якого подається опорний сигнал від генератора низькочастотних прямокутних імпульсів. Спектр вихідного сигналу має постійну складову, яка пропорційна потужності вхідного сигналу та низькі частоти завад. Фільтр нижніх частот виділяє постійну складову, яка після аналого-цифрового перетворення потрапляє на персональний комп'ютер для подальшої обробки.

В одноканальному модуляційному НВЧ радіометрі [3] підвищення чутливості досягнуто додатним зворотним зв'язком по низькочастотній огинаючій модульованого сигналу, яка виділяється амплітудним детектором з перетвореного по частоті НВЧ сигналу супергетеродинним приймачем. Зворотній зв'язок реалізується шляхом додаткового введення в схему НВЧ радіометра подвійного хвилеводного трійника і змінного атенуатора з блоком автоматичного керування. Проте, із-за наявності в супергетеродинному приймачі окрім основного «сигнального» каналу прийому і «дзеркального» каналу, ефективність додатного зворотного зв'язку невисока через спотворення сигналів проміжної частоти дзеркальними перешкодами.

Для підвищення чутливості диференціального модуляційного НВЧ радіометра [4], що містить вимірювальну і опорну антени, виходи яких з'єднані з входами автоматичного НВЧ-перемикача, до виходу якого підключений НВЧ-підсилювач, додатково введені квадратичний детектор, вибірковою підсилювач низької частоти, синхронний детектор, аналого-цифровий перетворювач, мікроконтроллер та персональний комп'ютер (рис. 1).

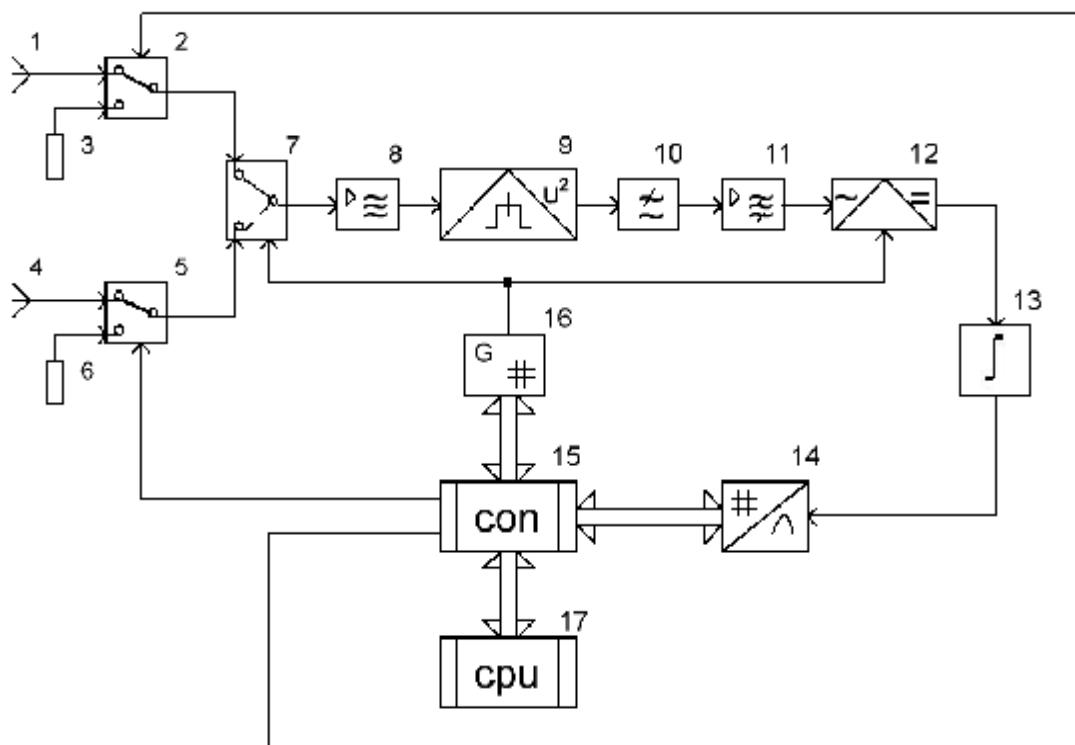


Рис. 1 Схема диференціального модуляційного надвисокочастотного радіометра:

- 1 – вимірювальна антена; 2 – перший НВЧ перемикач; 3 – перше кінцеве навантаження; 4 – опорна антена;
5 – другий НВЧ перемикач; 6 – друге кінцеве навантаження; 7 – комутаційний модулятор; 8 – НВЧ підсилювач;
9 – квадратичний детектор; 10 – фільтр нижніх частот; 11 – вибірковою підсилювач низької частоти;
12 – синхронний детектор; 13 – інтегратор; 14 – аналого-цифровий перетворювач (АЦП);
15 – мікропроцесорний контролер; 16 – генератор низької частоти; 17 – мікро-ЕОМ

У квадратичному детекторі відбувається виділення напруги низькочастотної огинаючої модульованого НВЧ сигналу. З теорії радіоприймальних пристроїв відомо, що квадратичний детектор – нелінійний пристрій, і наявність на його вході корисного різницевого сигналу (сигналів від двох антен) і перешкод (власних шумів) призводить до такого ефекту, як придушення перешкодою сигналу, якщо рівень перешкоди перевищує рівень сигналу. Так, вихідне співвідношення сигнал-перешкода квадратичного детектора пов'язано з аналогічним співвідношенням на його вході відповідно до виразу [5]

$$\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{вих}} = K \left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{вх}}^2, \quad (1)$$

де K – коефіцієнт пропорційності ($K < 1$); P_c і P_n – потужності корисного сигналу і перешкоди.

У диференціальному модуляційному НВЧ радіометрі співвідношення сигнал-перешкода на його вході значно менше одиниці (0,005 – 0,5). За таких умов квадратичний детектор істотно обмежує його чутливість. Підвищення чутливості можна досягти або збільшенням смуги пропускання додетекторного тракту, або постійною часу інтегратора, що стоїть на виході квадратичного детектора. Проте, це не завжди

доцільно із-за збільшення часу встановлення вихідної напруги радіометра і обмеженою смугою пропускання НВЧ-підсилювача на вході квадратичного детектора [6].

Постановка задачі

Нижче розглядається задача створення диференціального модуляційного НВЧ радіометра, в якому введенням нових елементів і зв'язків підвищилася б чутливість і знизився б флюктуаційний поріг чутливості, тобто зросла б роздільна здатність, що підвищить точність вимірювання різниці потужностей слабких ЕМВ.

Результати та їх обговорення

Для цього в схему диференціального модуляційного НВЧ радіометра, що містить вимірювальну і опорну антени, виходи яких з'єднані з входами автоматичного НВЧ-перемикача, до виходу якого підключений НВЧ-підсилювач, додатково введені генератор НВЧ шуму, смуговий НВЧ фільтр, перемножувач НВЧ сигналів, диференціальний підсилювач, два інтегратори і автоматичний низькочастотний перемикач (рис. 2).

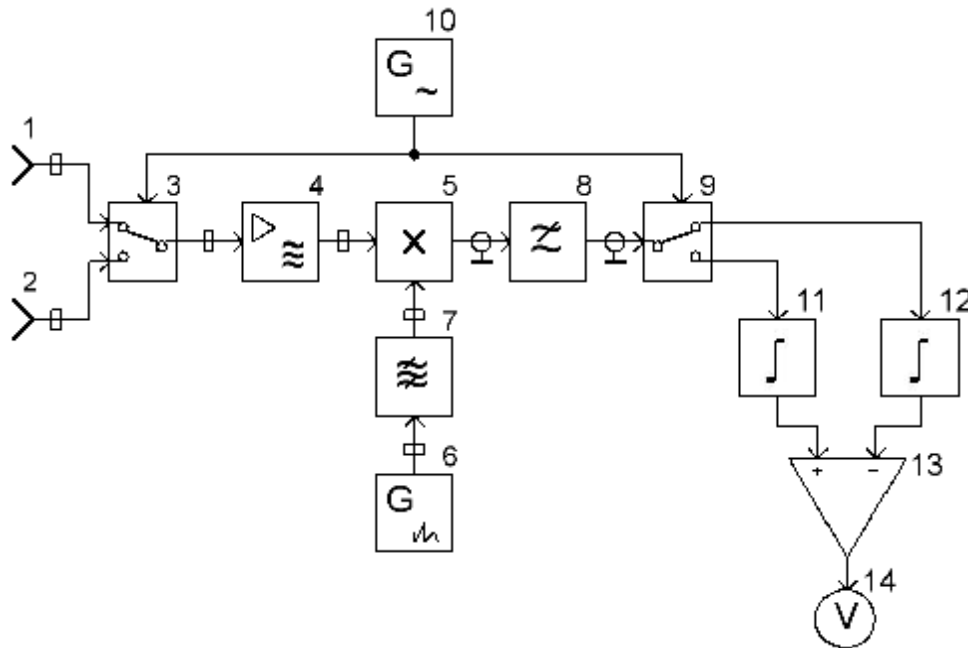


Рис. 2 Схема надвисокочастотного модуляційного радіометра з двома входами:

1 і 2 – вимірювальна та опорна антени; 3 – автоматичний НВЧ перемикач; 4 – НВЧ підсилювач; 5 – перемножувач НВЧ сигналів; 6 – генератор НВЧ шуму; 7 – смуговий НВЧ фільтр; 8 – фільтр нижніх частот; 9 – автоматичний низькочастотний перемикач; 10 – генератор низької частоти; 11 і 12 – інтегратори; 13 – диференціальний підсилювач; 14 – вольтметр

ЕМВ від порівнюваних об'єктів приймаються вимірювальною та опорною антенами 1 і 2. При прийомі низькоінтенсивних ЕМВ, наприклад, радіотеплового характеру, потужності корисних НВЧ сигналів вимірювальної антени 1 і опорної антени 2 порівняні або менше потужності власних шумів вимірювальної антени 1 і опорної антени 2. Тому на автоматичний НВЧ перемикач 3 поступають сумарні сигнали потужністю

$$P_C' = P_X + P_{A1}, \quad (2)$$

$$P_C'' = P_O + P_{A2}, \quad (3)$$

де P_X і P_O – потужності корисних сигналів вимірювальної антени 1 і опорної антени 2; P_{A1} і P_{A2} – потужності власних шумів вимірювальної антени 1 і опорної антени 2.

Сигнали з потужностями (2) і (3) по черзі впливають на вхід НВЧ-підсилювача 4. Перемикання НВЧ сигналів здійснюється напругою від генератора 10 низької частоти. В результаті цього на вхід НВЧ підсилювача 4 поступають сигнали у вигляді НВЧ радіоімпульсів тривалістю в напівперіод модулюючої низькочастотної напруги. Підсилені НВЧ радіоімпульси з різними інтенсивностями (2) і (3) поступають на один вхід перемножувача 5 НВЧ сигналів, на другий вхід якого поступає безперервний сигнал від генератора 6 НВЧ шуму через смуговий НВЧ фільтр 7. Центральну частоту смугового НВЧ фільтру 7 встановлюють рівній центральній частоті в спектрі підсиленних сигналів вимірювальної антени 1 і опорної антени 2 НВЧ-підсилювачем 4.

Перемноження НВЧ сигналів найчастіше здійснюють в мостових НВЧ схемах з двома нелінійними елементами (діодами), які мають найменший рівень шумів в порівнянні з іншими нелінійними елементами. У НВЧ діапазоні шуми напівпровідникового діода обумовлені шумами, пов'язаними з флюктуаціями струму, що протікає через р-п перехід (дробовий шум), і тепловими шумами об'ємного опору діода. На діоди перемножувача 5 НВЧ сигналів, включених за схемою кільцевого перетворювача з відкритим

виходом, подається сума і різниця перемножуваних сигналів. В разі рівності центральної частоти смуги пропускання НВЧ підсилювача 4 і центральної частоти смугового НВЧ фільтру 7 можна вважати, що перемножувані сигнали мають нормальні закони розподілу з обмеженим спектром і з однаковою граничною частотою. Хоча перемножувані сигнали некорельовані між собою, вихідний сигнал перемножувача 5 НВЧ сигналів містить складові різницевої частоти і постійну складову, які виділяються фільтром 8 нижніх частот з широкого спектру перемножених НВЧ сигналів. Вольт-амперна характеристика діода має вигляд:

$$I_d = I_0 \left\{ \exp(qU_d / kT) - 1 \right\}, \quad (4)$$

де I_0 – струм насичення діода; k – постійна Больцмана; T – термодинамічна температура; q – заряд електрона.

Потужність постійної складової спектру вихідного сигналу перемножувача 5 НВЧ сигналів визначається виразом

$$P_O = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} I_0 \cdot (I_1 - I_2) \cdot (U_1 - U_2) \cdot \frac{1}{S_C \sqrt{2p}} \cdot \exp\left(\frac{U_C^2}{2S_C^2}\right) \cdot \frac{1}{S_G \sqrt{2p}} \cdot \exp\left(-\frac{U_G^2}{2S_G^2}\right) \cdot dU_C \cdot dU_G, \quad (5)$$

де U_1, U_2 і I_1, I_2 – напруги та струми на нелінійному елементі (діодах); S_C^2 і S_G^2 – дисперсія перемножуваного сигналу НВЧ підсилювача 4 та сигналу генератора 6 НВЧ шуму.

Внесок НВЧ шумів кожного з вказаних джерел в загальний низькочастотний шум за потужністю P можна оцінити із співвідношення:

$$P = K_1 \cdot \sqrt{(P_C + P_A + P_V + P_{II})} \cdot P_G, \quad (6)$$

де K_1 – коефіцієнт передачі за потужністю перетворювача частоти на основі перемножувача 5 НВЧ сигналів; P_V – потужність власних шумів НВЧ підсилювача 4; P_{II} – потужність власних шумів перемножувача 5 НВЧ сигналів; P_G – потужність генератора 6 НВЧ шуму.

Вираз (6) визначає вклад власних шумів вимірювальної і опорної антен 1 і 2, НВЧ підсилювача 4, перемножувача 5 НВЧ сигналів разом з корисним шумовим сигналом (P_C) як в постійну складову спектру вихідної потужності перемножувача 5 НВЧ сигналів, так і в низькочастотні складові з різницевою частотою шумових НВЧ сигналів.

Складові різницевої частоти утворюють низькочастотний шум, спектральну щільність якого в області нульової частоти можна знайти з кореляційної функції $B(t)$ перемножуваних сигналів. Сукупність постійної складової і низькочастотних шумів утворюють відеоімпульси, які формуються фільтром 8 нижніх частот, і слідує з тією ж частотою, що й НВЧ радіоімпульси. Послідовність відеоімпульсів, потужність яких згідно (6) пропорційна потужностям (2) і (3) прийнятих вимірювальною антеною 1 і опорною антеною 2 ЕМВ, поступає на вхід автоматичного низькочастотного перемикача 9. Оскільки автоматичний НВЧ перемикач 3 і автоматичний низькочастотний перемикач 9 керуються напругою від одного генератора 10 низької частоти, то вони працюють синхронно і синфазно. Завдяки цьому один відеоімпульс впливає на інтегратор 11, інший – на інтегратор 12. В процесі інтеграції пригнічуються змінні (шумові) складові відеоімпульсів і виділяються їх постійні складові. Напруга на виході інтегратора 11, відповідно до виразів (6) і (2), визначається за формулою:

$$U_1 = K_2 S \cdot (P_X + P_{A1} + P_V + P_{II}), \quad (7)$$

де K_2 – коефіцієнт передачі інтегратора 11; S – крутизна перетворення НВЧ потужності в напругу.

Вихідна напруга інтегратора 12 набуває значення

$$U_2 = K_3 S \cdot (P_O + P_{A2} + P_V + P_{II}), \quad (8)$$

де K_3 – коефіцієнт передачі інтегратора 12.

Крутизна перетворення S у виразах (7) і (8) визначається рівнем потужності генератора 6 НВЧ шуму і коефіцієнтом передачі за потужністю перетворювача частоти на основі перемножувача 5 НВЧ сигналів. Підсилена різницева напруга на виході диференціального підсилювача 13 при використанні однотипних інтеграторів 11 і 12 ($K_2 = K_3$) матиме вигляд

$$U_3 = K_3 K_4 S \cdot (P_X + P_{A1} - P_O - P_{A2}), \quad (9)$$

де K_4 – коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача 13.

Якщо для прийому порівнюваних НВЧ випромінювань використовувати однакові вимірювальну і опорну антени 1 і 2 ($P_{A1} = P_{A2}$), то підсилена різницева напруга

$$U_4 = K_3 K_4 S \cdot (P_X - P_O). \quad (10)$$

Введенням узагальненого параметра – крутизни S_O одноканального перетворення різницевої

потужності двох ЕМВ в постійну напругу ($S_o = K_3 K_4 S$), остаточно отримаємо

$$U_5 = S_o \cdot (P_x - P_o). \quad (11)$$

Вихідна напруга (11) диференціального підсилювача 13 вимірюється вольтметром 14.

Як видно з виразу (11), покази вольтметра 14 пропорційні різниці потужностей порівнюваних ЕМВ і не залежать від власних шумів вимірювальної антени 1, опорної антени 2, НВЧ підсилювача 4, перемножувача 5 НВЧ сигналів. Завдяки виключенню з схеми-прототипу квадратичного детектора виключається ефект придушення корисного шумового сигналу від порівнюваних ЕМВ перешкодами у вигляді власних шумів НВЧ приймального тракту і перетворювача частоти на основі діодних кільцевих або балансних схем. В результаті підвищується чутливість до різницевої ЕМВ, знижується флюктуаційний поріг чутливості, який визначає мінімальну різницю потужностей двох незалежних ЕМВ, що може бути виявлена, і підвищується точність вимірювання слабких ЕМВ. Зниженню флюктуаційного порогу чутливості сприяє виключення з схеми диференціального модуляційного радіометра вибіркового підсилювача низької частоти та синхронного детектора, що містять традиційні НВЧ радіометри.

Річ у тому, що при вузькій смузі пропускання вибіркового підсилювача низької частоти, що необхідно для придушення низькочастотних шумів, збільшуються флюктуації амплітуди напруги згинаючої модульованого сигналу із-за нестабільності частоти генератора 10 низької частоти. Синхронним детектором виділяються ці флюктуації у вигляді напруги інфранизких частот, які різко знижують флюктуаційний поріг чутливості диференціального модуляційного радіометра. Тому виключення з схеми диференціального модуляційного радіометра як квадратичного, так і синхронного детекторів істотно підвищує чутливість схеми, особливо в оточенні нульового значення вихідної напруги диференціального модуляційного НВЧ радіометра.

Висновки

Запропонована бездетекторна схема модуляційного НВЧ радіометра має підвищену чутливість і точність, що дозволяє виявляти і вимірювати малі градієнти електромагнітних полів природного і техногенного характеру. Дослідження показали, що чутливість без детекторної схеми диференціального модуляційного радіометра покращується в 3-4 рази в порівнянні з детекторною схемою, і в 2-2,5 разу в порівнянні з супергетеродинним перетворенням частоти НВЧ сигналів. Рівень корисного шумового сигналу знизився з 10-30 % від потужності внутрішніх шумів схеми диференціального модуляційного радіометра до 0,05-0,10 %. Вихідна напруга запропонованого модуляційного НВЧ радіометра більше на 25-30 дБ в порівнянні з детекторною схемою за рахунок безпосереднього підсилення вихідним диференціальним підсилювачем різниці постійних складових відеоімпульсів, які «засмічені» продуктами перетворення власних шумів з шумовими сигналами приймальних антен.

Література

1. Скрипник Ю.О., Манойлов В.П., Яненко О.П. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ-діапазону. Навч. посібник, Житомир: ЖІТІ, 2001 – С.228-233
2. Яненко А.Ф., Красюк А.Д., Колисниченко М.В., Перегудов С.Н., Скринник С.А. Особенности выделения частоты коммутации в измерительном канале модуляционного радиометра // Материалы 19-ой Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" "КрыМиКо-2009" – Севастополь. – 2009. С.773-774.
3. Патент України № 27641, МПК G01R29/08. Одноканальний радіометр / Скрипник Ю.О., Яненко О.П. – Бюл. № 4, 2000 р.
4. Патент України № 35567, МПК G01R29/08. Диференціальний модуляційний радіометр / Скрипник Ю.О., Ваганов О.А. – Бюл. № 18, 2008 р.
5. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Часть II – М.: «Советское радио», 1987. – 327 с.
6. Башаринов А.Е., Тучков Л.Т., Поляков В.М., Ананов Н.И. Измерение радиотепловых и плазменных излучений в СВЧ диапазоне. М.: Советское радио, 1968. – 390 с.

Надійшла до редакції
17.6.2010 р.

АНАЛИЗ СХЕМЫ ВАТТМЕТРА С КОРРЕКЦИЕЙ ПОГРЕШНОСТИ ОТ СОБСТВЕННОГО ПОТРЕБЛЕНИЯ МОЩНОСТИ

Предложена схема электронного ваттметра с устранением погрешности от собственного потребления мощности входными цепями прибора и неидентичности каналов. Произведен анализ аддитивных и мультипликативных погрешностей, рассмотрено влияние этих погрешностей на результат измерения ваттметром.

The scheme of electronic wattmeter with error correction of its own input circuits power consumption and channel non-identity is presented here. The analysis of additive and multiplicative errors is executed and influence of instability of this errors on wattmeter measure results is studied here.

Ключові слова: ватметр, похибка, корекція.

Введение

Как было отмечено в [1], при осуществлении электрических измерений в технологических процессах, при проведении научных исследований, при измерениях в метрологических учреждениях и в энергетике важное значение имеет измерение электрической мощности. Поэтому разработка новых схемных решений, которые позволяют конструировать измерительные приборы более высокой точности, работающие в более широком частотном диапазоне и при этом имеющие хорошие входные параметры, является актуальной задачей.

Изложенные и проанализированные в статье схемы решения могут найти применение при создании измерителей проходящей активной и реактивной мощностей для областей низких, средних и частично высоких частот. Этим вопросам в свое время были посвящены научные труды таких ученых, как Орнатский П.П.

Кондратов В.Т. [2,3], Скрипник Ю.А., Туз Ю.М. [5] и др. Ряд идей, изложенных в этих трудах, были использованы при разработке электронных малокосинусных ваттметров Ф530, Ф585, выпускаемых ранее на киевском заводе «Точэлектроприбор». В литературе периодически появляется информация о проблемах в сфере измерения мощности [2,3,4] и эта статья также посвящена некоторым вопросам улучшения метрологических характеристик электронных ваттметров активной проходящей мощности.

Объект исследований – процесс разработки малокосинусных электронных ваттметров активной проходящей мощности для частотного диапазона, ориентировочно, от 20 Гц до 100 кГц.

Предмет исследований – анализ работы и погрешностей высокочувствительных ваттметров с коррекцией погрешности от собственного потребления мощности входными цепями прибора и неидентичности каналов.

Целью работы является разработка таких входных цепей и алгоритма работы прибора, чтобы скорректировать мощность, потребляемую входными цепями прибора и максимально сократить активные элементы, например, усилители, из каналов прибора, которые разделены в пространстве и перенести их в каналы, разделенные во времени, и тем самым устранить погрешности, возникающие в результате фазовых сдвигов в каналах, разделенных в пространстве.

В статье [1] была предложена схема, позволяющая устранить очень существенную составляющую суммарной погрешности ваттметра – погрешность от собственного потребления мощности входными цепями прибора, которая, при некоторых сочетаниях пределов по напряжению и току в высокочувствительных ваттметрах, может достигать десятков и даже тысяч процентов [1]. Очевидно, что при этих сочетаниях пределов по напряжению и току, когда значения относительных погрешностей недопустимо большие, пользоваться ваттметром невозможно. Используя идею, заложенную в [1], можно вести разработку ваттметров повышенной точности, но при этом необходимо обеспечивать еще и идентичность фазовых сдвигов в каналах, разделенных в пространстве, что представляет собой довольно сложную проблему, особенно если речь идет о широкополосных приборах. В схеме ваттметра [1] эта проблема не решена. Поэтому входные цепи ваттметра и алгоритм его работы необходимо сделать такими, чтобы устранялась погрешность от собственного потребления и до его минимума сводилось количество активных элементов в каналах, разделенных в пространстве.

Один из вариантов такого решения приведен на рисунке 1.

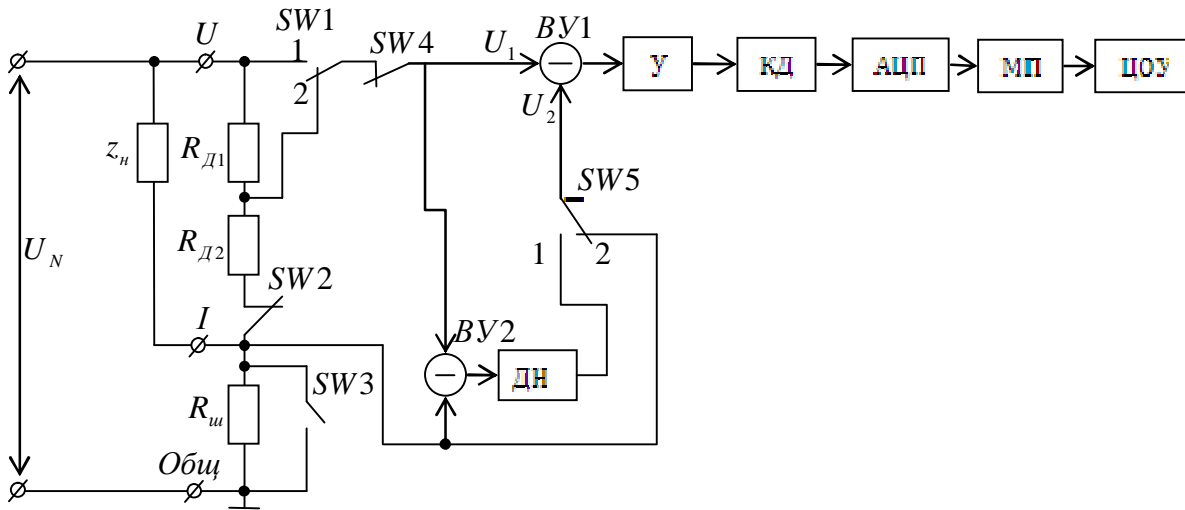


Рис. 1. Структурная схема ваттметра

На рисунке обозначено:

z_n – нагрузка, потребляемая мощность которой измеряется;

R_{D1}, R_{D2} – входной делитель напряжения в параллельной цепи ваттметра;

SW1 – переключатель пределов по напряжению;

SW2...SW5 – переключатели цепей, которые управляются микропроцессором МП;

$R_{ш}$ – шунт в последовательной цепи ваттметра;

ВУ1, ВУ2 – вычитающие устройства;

ДН – делитель напряжения, коэффициент деления которого переключается переключателям пределов по току и напряжению;

У – усилитель;

КД – квадратичных детектор;

АЦП – аналогово-цифровой преобразователь;

МП – микропроцессор;

ЦОУ – цифровое отсчетное устройство;

U, I, Общ – входы ваттметра.

Ваттметр работает в тр такта. В первом такте переключатели: SW2, SW4 – замкнуты, SW3 – разомкнут, SW5 – находится в положении 1. Тогда на выходе витающего устройства ВУ1 будет следующее напряжение:

$$U_{вт} = U_1 - U_2 = m \cdot U_n + U_{ш} - K_{ДН} \cdot (m \cdot U_n + U_{ш} - U_{ш}) = m \cdot U_n + U_{ш} - K_{ДН} \cdot m \cdot U_n,$$

где m – коэффициент деления напряжения делителя R_{D1}, R_{D2} ,

$$m = \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}};$$

$U_n, U_{ш}$ – напряжения на нагрузке z_n и на шунте соответственно;

$K_{ДН}$ – коэффициент деления делителя ДН, и если он равен:

$$K_{ДН} = \frac{R_{ш}}{R_{D2}},$$

то

$$U_{вт} = m \cdot U_n + I_n \cdot R_{ш},$$

где I_n – ток, протекающий через нагрузку.

Это напряжение проходит через усилитель, квадратичный детектор, АЦП и в виде кода записывается в оперативную память микропроцессора МП, как результат преобразования в первом такте.

Во втором такте переключатели SW2, SW3, SW4 – замкнуты, SW5 в положении 2. Тогда на выходе ВУ1 будет напряжение:

$$U_{вт} = U_1 - U_2 = m \cdot U_n - 0 = m \cdot U_n.$$

Это напряжение проходит по тому же каналу, что и в первом такте и тоже записывается в оперативную память МП, как результат преобразования напряжения $U_{вт}$ в код во втором такте.

В третьем такте переключатели: SW2, SW3, SW4 – разомкнуты, SW5 в положении 2. Тогда на выходе ВУ1 будет напряжение:

$$U_{вт} = U_1 - U_2 = 0 - I_n \cdot R_{ш}.$$

Это напряжение, пройдя через тот же канал, запишется в оперативную память МП.

В микропроцессоре из результата преобразования в первом такте будут вычтены результаты преобразования во втором и третьем тактах:

$$N_p = N_1 - N_2 - N_3 = K(m \cdot U_x + I_x \cdot R_{ш})^2 - K \cdot m^2 \cdot U_x^2 - K \cdot I_x^2 \cdot R_{ш}^2 = K \cdot 2 \cdot U_x \cdot I_x \cdot R_{ш} = K_1 \cdot P_x,$$

где N_1, N_2, N_3 – коды, записанные в МП в первом, втором и третьем такте соответственно;

$$K = K_V^2 \cdot K_{нд} \cdot K_{дщп},$$

где $K_V, K_{нд}, K_{дщп}$ – коэффициенты преобразования соответствующих блоков.

Из полученного выражения видно, что при измерении активной проходящей мощности таким ваттметром, в результат измерения не входит мощность, потребляемая входной цепью прибора

$$P = U_x \cdot I_x \cdot R_{ш},$$

где I_x – ток, проходящий через входной делитель ваттметра. Кроме того, в формировании напряжений для каналов, разнесенных во времени, почти не участвуют активные элементы, а только небольшое количество пассивных элементов: входной делитель напряжения и шунты, которые являются принципиально необходимыми для ваттметра и еще переключатели. Цепочка, состоящая из вычитающих устройств ВУ1 и ВУ2, а также делитель напряжения ДН, служат для коррекции погрешности от собственного потребления мощности входными цепями прибора и ее нестабильность является уже погрешностью погрешности и поэтому мало влияет на результат измерения.

Таким образом, цель, поставленная в начале статьи, достигнута, разработана и проанализирована схема ваттметра, у которого отсутствует погрешность от собственного потребления и значительно сокращены активные элементы из каналов, разнесенных в пространстве, что позволяет существенно уменьшить погрешность от неидентичности фазовых сдвигов в каналах.

Рассмотрим влияние шумов и дрейфа нуля, а также мультипликативных погрешностей усилителей на результат измерения.

Введем обозначения:

$\Delta U_1, \Delta U_2$ – напряжения шумов и дрейфа нуля усилителей до и после квадратора соответственно;

K_{01}, K_{02} – номинальные значения коэффициентов преобразования блоков до квадратора и после него соответственно;

γ_1, γ_2 – мультипликативные погрешности блоков до и после квадратора соответственно.

Тогда результат преобразования в первом такте будет:

$$N_1 = [(m \cdot U_x + I_x \cdot R_{ш} + \Delta U_1)^2 \cdot K_{01}^2 \cdot (1 + \gamma_1)^2 + \Delta U_2] \cdot K_{02} \cdot (1 + \gamma_2)$$

Результат второго такта преобразования:

$$N_2 = [(m \cdot U_x + \Delta U_1)^2 \cdot K_{01}^2 \cdot (1 + \gamma_1)^2 + \Delta U_2] \cdot K_{02} \cdot (1 + \gamma_2)$$

Результат третьего такта:

$$N_3 = [(U_x \cdot R_{ш} + \Delta U_1)^2 \cdot K_{01}^2 \cdot (1 + \gamma_1)^2 + \Delta U_2] \cdot K_{02} \cdot (1 + \gamma_2)$$

В результате проведения вычислительных операций в микропроцессоре получаем:

$$N_p = N_1 - N_2 - N_3 = 2 \cdot m \cdot U_x \cdot I_x \cdot R_{ш} \cdot K_{01}^2 \cdot (1 + \gamma_1)^2 \cdot K_{02} \cdot (1 + \gamma_2) - \Delta U_1^2 \cdot K_{01}^2 \cdot (1 + \gamma_1)^2 \cdot K_{02} \cdot (1 + \gamma_2) - \Delta U_2 K_{02} \cdot (1 + \gamma_2)$$

Из этого выражения видно, что шумы и дрейф нуля усилителей, стоящих до и после квадратора, входят в результат измерения. Правда, влияние дрейфа нуля усилителей, стоящих до квадратора, можно легко устранить, поставив разделительный конденсатор перед квадратором. Кроме того, мультипликативные погрешности всех блоков прибора также входят в результат измерения. Для устранения влияния шумов и дрейфа нуля усилителей можно ввести четвертый такт работы прибора, при котором вход закорачивается и результат преобразования четвертого такта суммируется с предыдущим результатом преобразования.

Итак, результат преобразования четвертого такта:

$$N_4 = \Delta U_1^2 \cdot K_{01}^2 \cdot (1 + \gamma_1)^2 \cdot K_{02} \cdot (1 + \gamma_2) + \Delta U_2 K_{02} \cdot (1 + \gamma_2)$$

С учетом четырех тактов работы ваттметра получим результат:

$$N_p = N_1 - N_2 - N_3 + N_4 = 2 \cdot m \cdot U_x \cdot I_x \cdot R_{ш} \cdot K_{01}^2 \cdot (1 + \gamma_1)^2 \cdot K_{02} \cdot (1 + \gamma_2)$$

Следовательно, если помеха во время четырех тактов работы прибора носит стационарный характер, а время интегрирования преобразуемых величин достаточное, то при добавлении четвертого такта аддитивная погрешность ваттметра корректируется.

Выводы:

Краткий анализ проблемы повышения точности измерения мощности в начале статьи показал, что существует ряд погрешностей, которые существенно влияют на результат измерения. Предложена схема и алгоритм работы электронного ваттметра активной проходящей мощности для диапазона низких, средних и частично высоких частот, в основу которого положены избыточные измерения, теория которых разработана учеными Кондратовым В.Т. [3,4], Тузом Ю.М. [5]. Реализация ваттметра на основе данной схемы позволит скорректировать ряд существенных погрешностей: погрешность от собственного потребления мощности входными цепями и погрешность от неидентичности фазовых сдвигов в каналах.

Литература

1. Сеницкий О.П. Исследование возможности улучшения метрологических характеристик

электронных ваттметров / Синицкий О.П., Наавгуст М.А., Даценко О.В., Гаврилюк А.Н // Міжнародний науково-технічний журнал «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах». – Хмельницький, 2009. – № 2 – с.18-22.

2. Методы измерения электрической мощности: основные понятия и определения, классификация / В.Т. Кондратов, О.А. Богданова – Киев, 2002. – 57с – (Препр./НАН Украины. Институт кибернатики им.В.М. Глушкова; 2002-5).

3. Кондратов В.Т. Фундаментальная теория избыточных измерений: обобщенная структура и ее особенности. Сообщение 2.1. / Кондратов В.Т // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2009. – № 3. – С. 116 – 130.

4. Кондратов В.Т. Фундаментальная теория избыточных измерений: обобщенная структура и ее особенности. Сообщение 2.2. / Кондратов В.Т // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2009. – № 4. – С. 102 – 126.

5. Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. – К.: Издательское объединение «Вища школа», 1976. – 266с.

Надійшла до редакції
18.6.2010 р.

УДК 621.375.024

В.І. ВОДОТОВКА

Київський національний університет технологій та дизайну

Ф.М. РЕПА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»

МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПІДСИЛЕННЯ СИГНАЛІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Пропонується метод підвищення точності вимірювального підсилення слабких сигналів постійного струму, який ґрунтується на знайдених авторами властивостях функцій відносної чутливості та призначений для створення прецизійних підсилювачів як масштабувальних чи нормувальних перетворювачів сигналів для комп'ютерних систем.

The method of improving measurement accuracy amplification of weak signals DC, based on the authors found the relative sensitivity of the properties and functions designed for making precision amplifiers as masshtabuvalnyh or normalizing signal converters for computer systems.

Ключові слова: інваріантність, дестабілізуючі фактори, вимірювання постійного струму.

Вступ. Вимірювальне підсилення слабких електричних сигналів постійного струму суміщає операцію вимірювання напруги з операцією підсилення до необхідної величини з метою їх використання в системах інформації та управління. Саме тому до вимірювальних підсилювачів ставляться вимоги високої стабільності заданого значення коефіцієнта підсилення у всьому динамічному діапазоні та високої чутливості в нижній ділянці динамічного діапазону. Дія дестабілізуючих зовнішніх факторів навколишнього середовища та внутрішніх факторів, пов'язаних із старінням та деструктуризацією схемних елементів завдає труднощів у реалізації вказаних вимог. Ці труднощі ускладнюються явищем дрейфу нуля та електромагнітними завадами. Тому прямому вимірювальному підсиленню, як і багатьом вимірювальним перетворенням, притаманні мультиплікативні, адитивні похибки та похибка нелінійності.

Аналіз досліджень. Вимірювальні підсилювачі постійного струму складають окрему групу (У7) стандартних засобів вимірювання, які серійно виробляє промисловість, але важко переоцінити той обсяг нестандартних вимірювальних підсилювачів постійного струму, що в якості масштабувальних чи нормувальних перетворювачів впроваджуються в комп'ютеризовані системи інформації та управління. Тому вже тривалий час залишається актуальною проблема підвищення точності цієї групи засобів вимірювання.

Метод прецизійного вимірювального підсилення, що надалі обговорюється, започатковано двома фундаментальними теоріями – теорією зворотного зв'язку та теорією інваріантності [1, 2, 3]. Запропонований метод найбільш послідовно наближений до вказаних публікацій, аналіз яких приводить до висновку, що, по-перше, подальше поглиблення негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) для зменшення мультиплікативної похибки обмежене втратою динамічної стійкості, по-друге, НЗЗ не зменшує адитивну похибку, нарешті, виконання умов інваріантності породжує багатоканальність, яка, в свою чергу, супроводжується неідентичністю параметрів каналів, а це не сприяє досягненню повної інваріантності.

Мета роботи. Метою запропонованого методу підвищення точності вимірювального підсилення є безперервна автоматична корекція мультиплікативної та адитивної похибки, створення вбудованої взірцевої міри для поточного метрологічного забезпечення результату вимірювального підсилення та використання обчислювальних та керуючих можливостей комп'ютеризованої системи, яка використовує вимірювальні підсилювачі, що реалізують даний метод.

Виконані дослідження базуються на адекватності методу математичної моделі вимірювального

підсилювача слабких електричних сигналів постійного струму та його функціональних ланок.

Основна частина. Перетворення виду функцій відносної чутливості. Помічена важлива властивість інваріантності функції вимірювального перетворення до дії дестабілізуючих факторів: умова абсолютної інваріантності – це умова нульової чутливості [3]. Саме це спрямувало застосування математичного апарату теорії чутливості для вирішення поставленої задачі.

Якщо рівняння вимірювального перетворення є функцією схемних параметрів K , b , тобто $y = f(K, b)$, то функції відносної чутливості визначають диференціюванням цього рівняння за схемними параметрами [4]

$$j_K^{(y)} = \frac{\partial y}{\partial K} \cdot \frac{K}{y}, \quad j_b^{(y)} = \frac{\partial y}{\partial b} \cdot \frac{b}{y}. \quad (1)$$

Виникає складність у точному виконанні операції диференціювання функції $y = f(K, b)$ за невідомими параметрами. Розклад функції у ряд Тейлора, наприклад, дає похибку у декілька відсотків [5]. Ця складність спрощується шляхом перетворення функції відносної чутливості у диференційній формі у функції відносної та напіввідносної чутливості за кінцевими приростами параметрів та доказом їх адекватності за результатом математичних операцій з ними. Одержані функції відносної та напіввідносної чутливості мають наступний вигляд

$$f_K^{(y)} = \frac{\Delta y}{\Delta K} \cdot \frac{K}{y}, \quad f_b^{(y)} = \frac{\Delta y}{\Delta b} \cdot \frac{bK}{y}. \quad (2)$$

Фундаментальні властивості функцій відносної чутливості в кінцевих приростах. Функція вимірювального підсилення має такий вид [6, 7]

$$u_{вих} = \frac{\bar{K} \cdot u_{ex} + \bar{a}}{1 + \bar{K} \cdot b}, \quad (3)$$

де \bar{a} – абсолютна величина адитивної похибки; K – коефіцієнт підсилення прямого каналу; b – коефіцієнт ЗЗ. Риска над позначенням величини означає її схильність до дії дестабілізуючих факторів, тобто нестабільність.

Існують інші види запису функції вимірювального підсилення:

$$u_{вих} = \frac{\bar{K} + \bar{S}_a}{1 + \bar{K} \cdot b} u_{ex}, \quad (4)$$

де $\bar{S}_a = \frac{\bar{a}}{u_{ex}}$ – відносна величина адитивної похибки, що приведена до вхідної величини (напруги u_{ex}),

$$u_{вих} = \frac{\bar{K}}{1 + \bar{K} \cdot b} u_{ex} + \bar{u}_a = \bar{S} \cdot u_{ex} + \bar{u}_a, \quad (5)$$

де $\bar{S} = \frac{\bar{K}}{1 + \bar{K} \cdot b}$ – загальний коефіцієнт підсилення з НЗЗ, $u_a = \frac{a}{1 + K \cdot b}$ – абсолютна величина адитивної похибки, що приведена до виходу вимірювального підсилювача

$$u_{вих}^{(K)} = \frac{q\bar{K} + \bar{S}_a}{1 + q\bar{K}b} u_{ex}, \quad (6)$$

$$u_{вих}^{(b)} = \frac{\bar{K} + \bar{S}_a}{1 + q\bar{K}b} u_{ex}, \quad (7)$$

де q – коефіцієнт мультиплікативної зміни параметрів \bar{K} , b .

Важливі властивості функцій відносної чутливості вихідної величини функції вимірювального підсилення до зміни параметрів \bar{K} , b визначаються наведеними нижче теоремами.

Теорема 1. Сума функцій відносних чутливостей Q_K та P_b до параметрів K і b функції вимірювального підсилення $u_{вих} = \frac{\bar{K} + \bar{S}_a}{1 + \bar{K} \cdot b} u_{ex}$ наближається до інваріанту $I(u) = 1$ на величину $e = \frac{u_a}{u_{вих}}$

$$1 - [Q_K + (-P_b)] = e.$$

Доказ. Функції відносних чутливостей в кінцевих приростах визначаються залежностями

$$Q_K = \frac{\Delta u_{вих}^{(K)}}{\Delta q} \cdot \frac{1}{u_{вих}^{(K)}} = \frac{\bar{K}(1 - b\bar{S}_a)}{(1 + \bar{K}b)(\bar{K} + \bar{S}_a)}, \quad (8)$$

$$P_b = \frac{\Delta u_{вих}^{(b)}}{\Delta q} \cdot \frac{1}{u_{вих}^{(b)}} = -\frac{\bar{K}b}{1 + \bar{K}b}, \quad (9)$$

де

$$\Delta u_{вих}^{(K)} = u_{вих} - u_{вих}^{(K)} = \frac{\bar{K}\Delta q(1 - b\bar{S}_a)}{(1 + \bar{K}b)(1 + \bar{K}qb)}, \quad (10)$$

$$\Delta u_{вих}^{(b)} = u_{вих} - u_{вих}^{(b)} = \frac{\bar{K}b\Delta q(\bar{K} + \bar{S}_a)}{(1 + \bar{K}b)(1 + \bar{K}qb)} u_{ex}, \quad (11)$$

$$\Delta q = 1 - q.$$

Наближення e до інваріанту $I(u) = 1$ має величину

$$1 - \frac{\bar{K}(1 - b\bar{S}_a)}{(1 + \bar{K}b)(\bar{K} + \bar{S}_a)} - \frac{\bar{K}b}{1 + \bar{K}b} = e, \quad (12)$$

$$e = \frac{\bar{S}_a}{1 + \bar{K}b} \cdot \frac{1 + \bar{K}b}{\bar{K} + \bar{S}_a}.$$

Прийmemo до уваги, що $\bar{S}_a = \frac{\bar{a}}{u_{ex}}$, $\bar{u}_a = \frac{\bar{a}}{1 + \bar{K}b}$, $\frac{\bar{K} + \bar{S}_a}{1 + \bar{K}b} = \frac{u_{вих}}{u_{ex}}$, вираз (12) набуває вигляду

$$e = \frac{\bar{a}}{u_{ex}(1 + \bar{K}b)} \cdot \frac{1}{\frac{\bar{K} + \bar{S}_a}{1 + \bar{K}b}} = \frac{u_{вих}}{u_{ex}}, \quad (13)$$

що і треба було довести.

Наслідок до теореми 1. Функції відносної чутливості, що визначаються (8) – (11) у приростах параметрів, визначаються також в приростах вихідної напруги, що обумовлені приростами параметрів

$$\left. \begin{aligned} u_{вих} &= \frac{K + S_a}{1 + Kb} \cdot u_{ex} \\ u_{вих}^{(K)} &= \frac{qK + S_a}{1 + qKb} \cdot u_{ex} \\ u_{вих}^{(b)} &= \frac{K}{1 + qKb} \cdot u_{ex} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Адитивна похибка \bar{u}_a виражається залежністю

$$\bar{u}_a = \frac{u_{вих}^{(K)} - qu_{вих}^{(b)}}{\Delta qu_{вих}^{(b)}} \cdot u_{вих}. \quad (15)$$

Функція вимірювального підсилення (5) корегується за адитивною похибкою

$$u_{вих}^{(кор)} = u_{вих} - \bar{u}_a = \bar{S}_a u_{ex} + \bar{u}_a - \bar{u}_a = \bar{S}_a u_{ex}, \quad (16)$$

$$u_{вих}^{(кор)} = \frac{u_{вих}^{(b)} - u_{вих}}{\left(\frac{u_{вих}^{(b)}}{u_{вих}} - \frac{u_{вих}^{(K)}}{u_{вих}}\right)b} \cdot u_{ex}.$$

Останній вираз надає можливість визначити підсилювану напругу за співвідношенням:

$$u_{ex} = \frac{u_{вих}^{(b)} - u_{вих}^{(K)}}{u_{вих}^{(b)} - u_{вих}} \cdot b \cdot u_{вих}^{(кор)}. \quad (17)$$

Теорема 2. Залежність між функціями відносних чутливостей Q_K , P_b

$$M = \frac{P_b}{Q_K - P_b}$$

є зворотним відношенням $T = -b \frac{u_{вих}}{u_{ex}}$ функції вимірювального підсилення з НЗЗ

$$u_{вих} = \frac{\bar{K} + \bar{S}_a}{1 + \bar{K}b} \cdot u_{ex}.$$

Доказ. Залежність M між відносними чутливостями Q_K , P_b за параметрами K , b та за відносною адитивною похибкою \bar{S}_a має наступне перетворення

$$M = \frac{P_b}{Q_K - P_b} = -\frac{\bar{K}b}{1 + \bar{K}b} \left/ \left[\frac{\bar{K}(1 + b\bar{S}_a)}{(1 + \bar{K}b)(\bar{K} + \bar{S}_a)} + \frac{\bar{K}b}{1 + \bar{K}b} \right] \right. = -b \frac{\bar{K} + \bar{S}_a}{1 + \bar{K}b}. \quad (18)$$

Термін “зворотне відношення” та його вираз відомі з роботи [7]. Зворотне відношення перетворюється наступним чином

$$T = -b \frac{u_{вих}}{u_{ex}} = b \frac{\bar{K} + \bar{S}_a}{1 + \bar{K}b}. \quad (19)$$

З виразів (17), (18) видно, що $T \equiv M$.

Наслідок до теореми 2. Встановлена залежність M між функціями чутливості (7), (8) надає можливість визначати параметри \bar{S} , \bar{K} , T як функції відомих вихідних напруг

$$\bar{S} = \frac{u_{вих}^{(b)} - u_{вих}}{\Delta q b u_{вих}^{(b)}}, \quad (20)$$

$$\bar{K} = \frac{u_{вих}^{(b)} - u_{вих}}{\left(u_{вих} - q b u_{вих}^{(b)}\right) b}, \quad (21)$$

$$T = \frac{u_{вих} - u_{вих}^{(K)}}{u_{вих} - u_{вих}^{(K)}}. \quad (22)$$

Глибина зворотного зв'язку $F + T = 1$, [8], також визначається як функція відомих значень вихідних напруг

$$F = \frac{u_{вих} - u_{вих}^{(K)}}{u_{вих}^{(b)} - u_{вих}^{(K)}}. \quad (23)$$

Математична модель вимірювального підсилення електричних сигналів постійного струму.

Функції відносної чутливості надають можливість побудувати математичну модель вимірювального підсилення, керуючись залежностями між ними, які встановлені теоремами 1, 2.

Побудова математичної моделі виконується таким чином:

- визначається за функціями відносної чутливості загальний коефіцієнт підсилення \bar{S} ;
- визначається абсолютна адитивна похибка \bar{u}_a та надається їй від'ємне корегувальне значення.

Таким чином, математична модель набуває наступного вигляду

$$u_{вих} = \frac{-P_b}{(Q_K - P_b)^2} u_{вх}. \quad (24)$$

Математична модель вимірювального підсилення за варіаціями вихідної напруги вже наведена у (16). Метрологічна атестація вимірювального підсилювача виконується з допомогою взірцевої міри, роль якої виконує відоме значення коефіцієнту зворотного зв'язку b . Згідно з (16) перевіряється на відповідність таке рівняння у всьому динамічному діапазоні підсилення

$$b = \frac{u_{вих}^{(b)} - u_{вих}}{u_{вих}^{(b)} - u_{вих}^{(K)}} \cdot \frac{u_{вх}}{u_{вих}^{(кор)}}.$$

Висновки

1. Встановлено вид функції відносної чутливості за кінцевими приростами параметрів вимірювального перетворення. На відміну від диференційної форми, яка відома, ця функція відтворюється схемотехнічно самим вимірювальним засобом та обчислюється комп'ютерною системою, в якій вимірювальний засіб функціонує.

2. Визначені фундаментальні властивості функцій відносної чутливості в кінцевих приростах, що надають можливість побудувати математичну модель вимірювального підсилення слабких електричних сигналів динамічно стійким підсилювачем із ЗЗ.

3. Запропоновано метод вимірювального підсилення з визначенням величини напруги підсилюваного сигналу, похибка якого залежить від точності взірцевої міри, похибки вимірювання вихідної напруги високого рівня та швидкодії, операцій підсилення та вимірювання.

4. Метод може бути використаний у створенні прецизійних вимірювальних підсилювачів для комп'ютерних систем інформації та управління.

Література

1. Horovits I.M. Synthesis of Feedback System. – New York and London: Academic Press, 1963. – 600p.
2. Кухтенко А.И. Проблема инвариантности в автоматике. – К.: Гостехиздат, 1963. – 345с.
3. Петров Б.Н. Избранные труды. – М.: Наука, 1983. Т.1. – 245с.
4. Томович Р., Вукобратович М. Общая теория чувствительности. Пер. с сербск. и с англ. – М.: Сов. радио, 1972. – 240с.
5. Ходько С.Т. Проектирование систем управления с нестабильными параметрами. – Л.: Машиностроение, 1982. – 232с.
6. Земельман М.А. Автоматическая коррекция погрешностей измерительных устройств. – М.: Из-во стандартов, 1972. – 200с.

7. Репа Ф.М. Аналітична модель інваріантного вимірювального перетворення фізичних величин та її синтез // Наукові Вісті НТУУ "КПІ". – 2003. – № 6. – С. 126-131.

8. Лурье Б.Я. Проектирование транзисторных усилителей с глубокой обратной связью. – М.: Связь, 1965. – 151с.

Надійшла до редакції
17.6.2010 р.

УДК 681.513

В. М. КИЧАК, І. Ю. КРАВЦОВ

Вінницький національний технічний університет

МЕТОД КОМПЕНСАЦІЇ ЗАВАД В АДАПТИВНИХ АНТЕННИХ РЕШІТКАХ

Розглянуто питання компенсації завад на основі знаходження мінімуму середньоквадратичної помилки з використанням коефіцієнта граничного придушення для функціональних схем адаптивних антенних решіток і підтвердження припущення про симетричність і рівність відповідних вагових коефіцієнтів. Встановлена можливість побудови фазової адаптивної системи з використанням властивостей симетрії вагових коефіцієнтів.

The problem of noise compensation on the basis of finding the minimum mean square error using limiting factor for functional suppression schemes of adaptive antenna arrays and to confirm the assumption of symmetry and equality of the weighted coefficients. The possibility of construction phase of the adaptive system using the symmetry properties of weight factors.

Ключові слова: адаптивна антенна решітка, компенсації завад, вагові коефіцієнти.

Вступ

Питання побудови адаптивних антенних решіток (ААР) для просторово-часової обробки сигналів є актуальними при функціонуванні радіозасобів різного призначення. Це пов'язано з постійно зростаючою щільністю розміщення радіозасобів і підвищенням інтенсивності їх використання. Тенденція постійного ускладнення електромагнітної обстановки, що має місце, припускає дослідження додаткових методів захисту від завад систем і ліній зв'язку [1,2,3]. Одним з перспективних методів захисту від завад є просторово-часова обробка сигналів. Алгоритми просторово-часової обробки є доповненнями до звичайних алгоритмів прийому сигналів і можуть вирішувати цілу низку практично важливих завдань [1,2,3,4,5,6]:

- придушення небажаних випромінювань на величину до 30 дБ і більше;
- оцінювання параметрів просторового спектру сигналів і орієнтування або перерозподіл мінімумів (нулів) або максимумів випромінювання в потрібних напрямках;
- відстежування у багатопроблемних каналах максимуму напрямку приходу корисного сигналу;
- забезпечення при достатній кількості спрямованих випромінювань просторово-часового доступу (кожному терміналу – окремих промінь діаграми спрямованості).

Мета статті

Метою цієї статті є дослідження методу компенсації завад на основі знаходження мінімуму середньоквадратичної помилки з використанням коефіцієнта граничного придушення для функціональних схем адаптивних антенних решіток і підтвердження припущення про симетричність і рівність відповідних вагових коефіцієнтів.

Результати дослідження методу компенсації завад

Розглянемо функціональну схему ААР, яка зображена на рис. 1.

Пристрій працює за принципом знаходження мінімуму середньо-квадратичної помилки при деяких апріорно відомих спектральних характеристиках корисного сигналу. У пункті прийому формується опорний сигнал $R(t)$, що є наближеною копією корисного сигналу. У колі зворотного зв'язку відбувається формування опорного сигналу і сигналу, прийнятого елементами антенної решітки. Напряга керування, яка вироблена в результаті перемноження, поступає на схему установки вагових коефіцієнтів кожного з елементів решітки. В результаті відбувається формування променя у напрямі приходу корисного сигналу. У даному випадку використовується принцип кореляційного зворотного зв'язку. При надходженні на вхід сигналу з напрямку, відмінного від встановленого напрямку прийому і некорельованого з корисним сигналом, в ААР автоматично формується нуль діаграми спрямованості у напрямі приходу сигналу, що заважає. Для цієї функціональної схеми проведені дослідження методу компенсації завад на основі запропонованого критерію з використанням коефіцієнта граничного придушення, який визначається як відношення потужності сигналу завади на виході до значення потужності в нерегульованому каналі

$$k_{пред.} = \frac{S_e^2}{S_0^2}, \quad (1)$$

де S_e^2 – потужність сигналу помилки, S_0^2 – потужність сигналу на нерегульованому каналі.

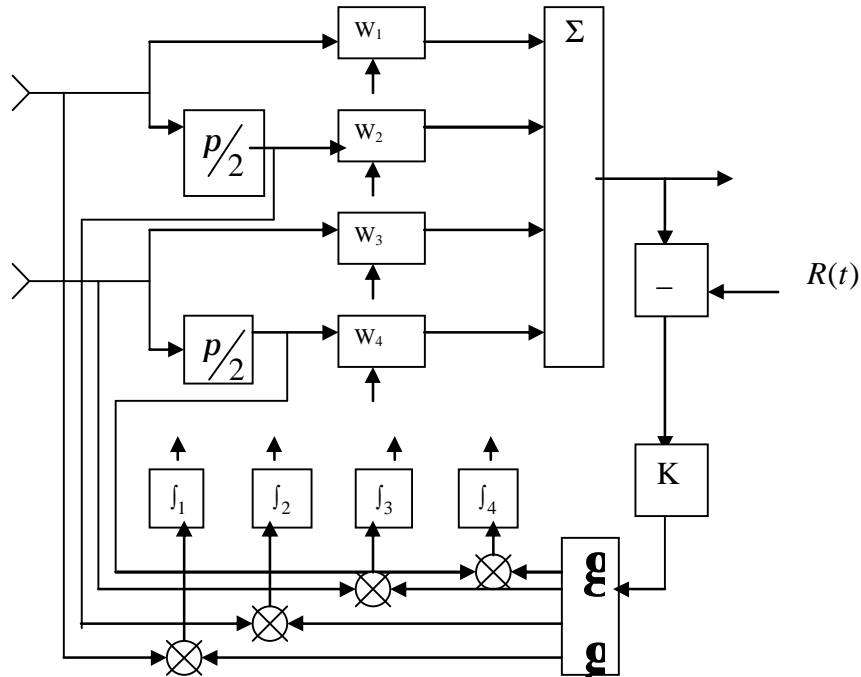


Рис. 1.

Припустимо, що корисний сигнал відсутній і на вхід поступає тільки сигнал завади. Набір вагових коефіцієнтів, що забезпечують максимально можливе придушення, називається оптимальним W_{opt} , а коефіцієнт придушення при цьому граничним. Сигнал помилки на виході дорівнює

$$e(t) = x_0(t) - W^T \cdot x(t), \tag{2}$$

де

$$W = \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ W_3 \\ W_4 \end{bmatrix} \quad \text{та} \quad x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} \tag{3}$$

матриці-стовпці вагових коефіцієнтів і вхідного сигналу.

Тоді квадрат сигналу помилки дорівнює

$$e^2(t) = x_0(t) + W^T \cdot x(t) \cdot W - 2x_0(t) \cdot W^T \cdot x(t), \tag{4}$$

а величина помилки визначається як математичне очікування від обох частин рівняння

$$S_e^2 = S_0^2 + W^T \cdot \Phi(xx) \cdot W - 2W \cdot \Phi(xx_0). \tag{5}$$

Матриця $\Phi(xx)$ є матрицею автокореляційних коефіцієнтів сигналів на входах. Матриця-стовпець $\Phi(xx_0)$ - це коефіцієнти взаємної кореляції між сигналами на регульованих і нерегульованих входах.

Для даного випадку

$$\Phi(xx) = \langle x(t) \cdot x^T(t) \rangle = \begin{bmatrix} x_1x_1 & x_1x_2 & x_1x_3 & x_1x_4 \\ x_2x_1 & x_2x_2 & x_2x_3 & x_2x_4 \\ x_3x_1 & x_3x_2 & x_3x_3 & x_3x_4 \\ x_4x_1 & x_4x_2 & x_4x_3 & x_4x_4 \end{bmatrix}; \quad \Phi(xx_0) = \begin{bmatrix} x_1 & x_0 \\ x_2 & x_0 \\ x_3 & x_0 \\ x_4 & x_0 \end{bmatrix}. \tag{6}$$

Для знаходження оптимальних вагових коефіцієнтів необхідно визначити похідну рівняння (4) і прирівняти її до нуля

$$W_{opt} = \Phi^{-1}(xx)\Phi(xx_0). \tag{7}$$

Отриманий вираз є відомим рівнянням Вінера-Хопфа. Підставляючи (7) в (5) і (1), отримаємо вираз для коефіцієнта граничного придушення

$$k_{пред} = 1 - \frac{1}{S_0^2} \Phi^T(xx_0)[\Phi^{-1}(xx)]^T \Phi(xx_0). \tag{8}$$

Як зазначалося, у цій роботі розглядаються процеси, що відбуваються в адаптивних системах у разі дії на них вузькосмугових сигналів. Для проведення необхідних обчислень задамо кореляційну функцію виду

$$r(t) = s_0 k(t) \cos w_0 t, \quad (9)$$

де $k(t)$ – є огинаюча кореляційній функції; w_0 - центральна частота енергетичного спектру.

Розглянемо випадок лінійного симетричного і еквідистантного розподілу елементів антенної решітки, де елемент x_0 знаходиться в центрі ААР, а елементи x_1 і x_2 розташовані симетрично відносно

x_0 , а сигнал може приходити з напрямку $-\frac{p}{2} \leq l \leq \frac{p}{2}$. Якщо сигнал приймається з напрямку $l = 0$ ~~$\frac{p}{2}$~~ , часова затримка сигналу в нульовому і другому елементах відносно першого елемента набуває значень t і $2t$, де t - визначається кутом приходу сигналу і відстанню між елементами решітки a .

Визначимо для такого випадку власні значення матриці $\Phi(xx)$

$$\Phi(xx) = s_0^2 \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 & r(2t) & -\hat{r}(2t) \\ 0 & 1 & -\hat{r}(2t) & r(2t) \\ r(2t) & -\hat{r}(2t) & 1 & 0 \\ -\hat{r}(2t) & r(2t) & 0 & 1 \end{vmatrix}. \quad (10)$$

Значок $\hat{}$ означає перетворену по Гільберту функцію, знаки в матриці враховують непарність функції $\hat{r}(t)$. Матриця-стовпець $\Phi(xx_0)$, відповідно матиме вигляд

$$\Phi(xx_0) = s_0^2 \cdot \begin{vmatrix} r(t) \\ -\hat{r}(t) \\ r(t) \\ \hat{r}(t) \end{vmatrix}. \quad (11)$$

Для знаходження аналітичних виразів коефіцієнта граничного придушення і значень оптимальних вагових коефіцієнтів покажемо, що зворотна транспонована матриця $\Phi(xx)$ матиме вигляд:

$$\Phi^{-1}(xx)^T = \frac{1}{s_0^2 [1 - \hat{r}(2t) - r(2t)]} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 & (2t) & (2t) \\ 0 & 1 & \hat{r}(2t) & (2t) \\ -r(2t) & \hat{r}(2t) & 1 & 0 \\ -\hat{r}(2t) & r(2t) & 0 & 1 \end{vmatrix}. \quad (12)$$

Опускаючи через громіздкість виразів проміжні результати, отримаємо вирази для значень оптимальних вагових коефіцієнтів

$$\begin{aligned} W_{1opt} &= \frac{r(t) - r(t)r(2t) - \hat{r}(t)\hat{r}(2t)}{1 - r^2(2t) - \hat{r}^2(2t)} = \frac{k(t)}{1 + k(2t)} \cos w_0 t; \\ W_{2opt} &= \frac{-\hat{r}(t) + r(t)\hat{r}(2t) - \hat{r}(t)r(2t)}{1 - r^2(2t) - \hat{r}^2(2t)} = -\frac{k(t)}{1 - k(2t)} \sin w_0 t; \\ W_{3opt} &= \frac{r(t) - r(t)r(2t) - \hat{r}(t)\hat{r}(2t)}{1 - r^2(2t) - \hat{r}^2(2t)} = \frac{k(t)}{1 + k(2t)} \cos w_0 t; \\ W_{4opt} &= \frac{\hat{r}(t) - r(t)\hat{r}(2t) - \hat{r}(t)r(2t)}{1 - r^2(2t) - \hat{r}^2(2t)} = \frac{k(t)}{1 - k(2t)} \sin w_0 t. \end{aligned} \quad (13)$$

Вираз для коефіцієнта граничного придушення матиме вигляд

$$\begin{aligned} K_{\text{нео}} &= 1 - \frac{2r^2(t) - 2r(t)r(2t) - 4r(t)\hat{r}(t)\hat{r}(2t) + 2\hat{r}^2(t) + 2\hat{r}(t)r(2t)}{1 - r^2(2t) - \hat{r}^2(2t)} = \\ &= 1 - \frac{2k^2(t)}{1 + k(2t)}. \end{aligned} \quad (14)$$

Аналізуючи вираз (13), приходимо до висновку, що вагові коефіцієнти в елементах, рівновіддалених від геометричного центру ААР, що виконує просторово-часову фільтрацію, приймають рівні по модулю і по знаку значення для синфазних складових і рівні по модулю, але протилежні по знаку значення для квадратурних складових у разі вибору за "точку відліку" суми сигналів усіх складових в

каналах.

За допомогою виразу (14) можна оцінити характер зміни граничного придушення від величини t . Використовуючи огинаючу виду

$$k(t) = e^{-at^2},$$

бачимо, що із зростанням t збільшується коефіцієнт граничного придушення.

Висновки

В результаті проведеного аналізу методу компенсації завад для випадку симетричного розташування елементів еквідистантної антенної решітки з використанням у якості критерію коефіцієнта граничного придушення отримані аналітичні вирази для значень вагових коефіцієнтів. Ці вирази дають можливість використання властивостей симетрії при побудові кіл керування в адаптивних антенних пристроях амплітудно-фазової компенсації завад. По отриманому аналітичному виразу для коефіцієнта граничного придушення визначена залежність коефіцієнта граничного придушення від величини затримки в елементах антенної решітки. Встановлена можливість побудови фазової адаптивної системи з використанням властивостей симетрії вагових коефіцієнтів.

Література

1. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Уидроу Б., Стирнз С.. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
2. Пистолькорс А.А. Введение в теорию адаптивных антенн./ Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. – М.: Наука, 1991. – 200 с.
3. Монзинго Р.А Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию/ Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 486 с.
4. Kolyadenko Yu.Yu. Adaptive antenna arrays in the auxiliary receiving channel of the interference compensator for user radioaccess systems / Kolyadenko Yu.Yu // IVth International Conference on Antenna Theory And Techniques/ 9-12 September 2003/ Sevastopol, Ukraine, – pp. 421-423;
5. Коляденко ЮЮ. Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой/ Коляденко ЮЮ // Вісник Українського будинку економічних та науково-технічних знань. Вып. 2. – 2003 г. – С.128- 132.
6. Кичак В.М. Анализ методов адаптивной обработки сигналов в антенных решетках / Кичак В.М., Кравцов И.Ю // Вісник Хмельницького національного університету. – 2010. – № 1. – С.132-136.

Надійшла до редакції
5.6.2010 р.

УДК 629.783

С.К. ПІДЧЕНКО, С.В. МАРКОВ, О.А. ЛАБА, А.А. АКУЛІНЧІВ

Хмельницький національний університет

МОДЕЛЮВАННЯ ТЕРМОКОМПЕНСОВАНОГО DDS В СЕРЕДОВИЩІ МАТЛАБ

Розглянуто принципи побудови цифрових синтезаторів частоти прямого синтезу (DDS) з температурною компенсацією нестабільності частоти джерела опорних коливань. Проведені результати математичного моделювання DDS в системі Matlab/Simulink.

The principle of Direct Digital Synthesis (DDS) frequency synthesizer is considered with the temperature compensation of reference waves' frequency instability. Results of DDS mathematical simulation are produced in the Matlab / Simulink system.

Ключові слова: цифровий синтезатор прямого синтезу, двочастотий генератор, термокомпенсація.

Вступ

До недавнього часу цифрові синтезатори частоти прямого синтезу (Direct Digital Synthesizers або DDS) мали достатньо обмежену область застосування. Проте, з розвитком інтегральної цифрової техніки, як з технічної, так і з економічної сторони цифровий синтезатор частоти прямого синтезу задовольняє більшості критеріїв ідеального синтезатора частоти: простий, високо інтегрований, з малими масою та габаритами. Серед переваг прямого синтезу частоти слід виділити наступні:

- широкий діапазон частот та екстремально швидкий перехід на іншу частоту без розриву фази;
- малий крок зміни частоти (менше 0,1 Гц), що зменшує вимоги до точності встановлення частоти опорного джерела;
- цифровий інтерфейс, який дозволяє дуже легко здійснювати мікроконтролерне керування.

Однак для забезпечення близьких до потенційних точностних характеристик DDS необхідно високостабільне джерело опорного сигналу, що часто протерічить вимогам щодо масогабаритних

1. Структура термокомпенсованого DDS

Для покращення точностних характеристик синтезатора частоти DDS запропоновано використання двочастотного кварцового генератора (КГ) з поточною ідентифікацією теплового стану кварцового резонатора (КР) [2], який збуджується на двох частотах f_1 та f_3 першої та третьої механічних гармонік КР (рис. 1). Сигнал з частотою f_1 подається на перший вхід змішувача (ЗМ), на другий вхід якого сигнал з частотою f_3 , поділену на три за допомогою подільника частоти. На виході змішувача виділяється сигнал різницевої частоти f_p , яка через подільник частоти з коефіцієнтом N_T подається на лічильник періоду. Даний сигнал використовується для компенсації температурних відхилень частоти джерела опорного колювання DDS, при цьому коефіцієнт N_T визначає період та роздільну здатність циклу компенсації. На виході лічильника періоду отримується цифровий код, який має практично лінійну функціональну залежність від температури КР. Він використовується під час формування в мікропроцесорі (МП) коректуючого слова для синтезатора частоти (DDS), за допомогою якого програмною зміною частоти DDS компенсується температурна нестабільність частоти опорного кварцового генератора [3,4].

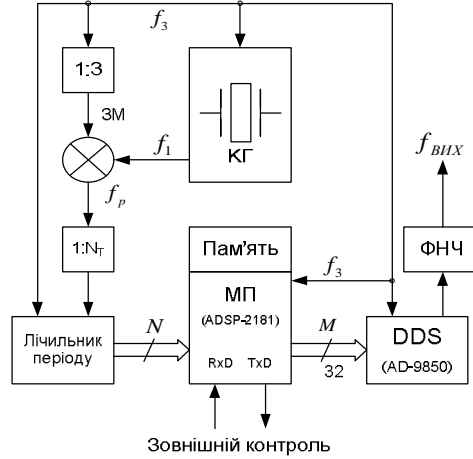


Рис. 1. Структура термокомпенсованого DDS

2. Математична модель термокомпенсованого DDS

У відповідності до принципу побудови термокомпенсованого DDS до лічильника періоду надходять імпульси з частотою f_3 , фіксація яких відбувається протягом періоду $T_p = N_T / f_p$. Тоді кількість імпульсів яку підраховує лічильник періоду можна представити як

$$N(T) = \frac{f_3(T)}{f_p(T)} \cdot N_T = \frac{f_3(T)}{f_1(T) - \frac{f_3(T)}{3}} \cdot N_T, \quad (1)$$

де $f_1(T)$ та $f_3(T)$ - перша та третя механічні гармоніки двочастотного кварцового генератора;
 N_T - коефіцієнт перерахунку подільника частоти;
 T - температура.

При цьому керуюче слово M для компенсації температурних зсувів частоти формується у відповідності до вихідної частоти DDS:

$$M(f_{вих}, N) = \frac{f_{вих} \cdot 2^{32}}{f_3(N)}, \quad (2)$$

де $f_{вих}$ - вихідна частота DDS.

3. Комп'ютерне моделювання в системі Matlab/Simulink

Для дослідження характеристик термокомпенсованого DDS в середовищі Matlab/Simulink розроблена модель, яка включає в себе синтезатор частоти на базі AD9851 і систему компенсації відхилення частоти опорного колювання (рис. 2).

За допомогою блоків **Constant** задаються номінальні значення частот $f_{01} = 9999143$ Гц та $f_{03} = 29879567$ Гц першої та третьої моди колювань двочастотного SC - генератора, нижня границя температурного діапазону $T = -35$ °C та біти керування синтезатором. Блоки **Display** слугують для виводу вимірюваних значень частот f_1 та f_3 , числа N на виході лічильника імпульсів та вихідної частоти $f_{вих}$. Температурно-частотні залежності Δf_1 , Δf_3 двочастотного генератора опорних колювань завдані за допомогою блоків **Function** (рис. 3) і представлені апроксимованими залежностями у вигляді поліномів третього степеня

$$\frac{\Delta f_j(T)}{f_{0j}} = \sum_{i=0}^3 a_{ij} \cdot T^i, \quad i = 1, 3, \quad (3)$$

коефіцієнти яких в порядку спадання індексів мають наступні значення:

$$a_{31} = 0,0001 (1/^\circ C)^3; a_{21} = -0,0224 (1/^\circ C)^2; a_{11} = 1,6528 (1/^\circ C); a_{01} = -28,7442;$$

$$a_{33} = 0,0001 (1/^\circ C)^3; a_{23} = -0,0215 (1/^\circ C)^2; a_{13} = 2,3426 (1/^\circ C); a_{03} = -46,9946.$$

Значення частот f_1 та f_3 з урахуванням температурних відхилень отримуються на виході блоків **Dot Product**, де відбувається перехід до абсолютних величин шляхом множення на значення номінальних частот f_{01} та f_{03} .

Для виводу графічних результатів використані блоки **Scope**, зокрема блок f_{out} відображає форму та частоту вихідного сигналу, а блок Δf_{out} відображає залежність вихідної частоти від температури.

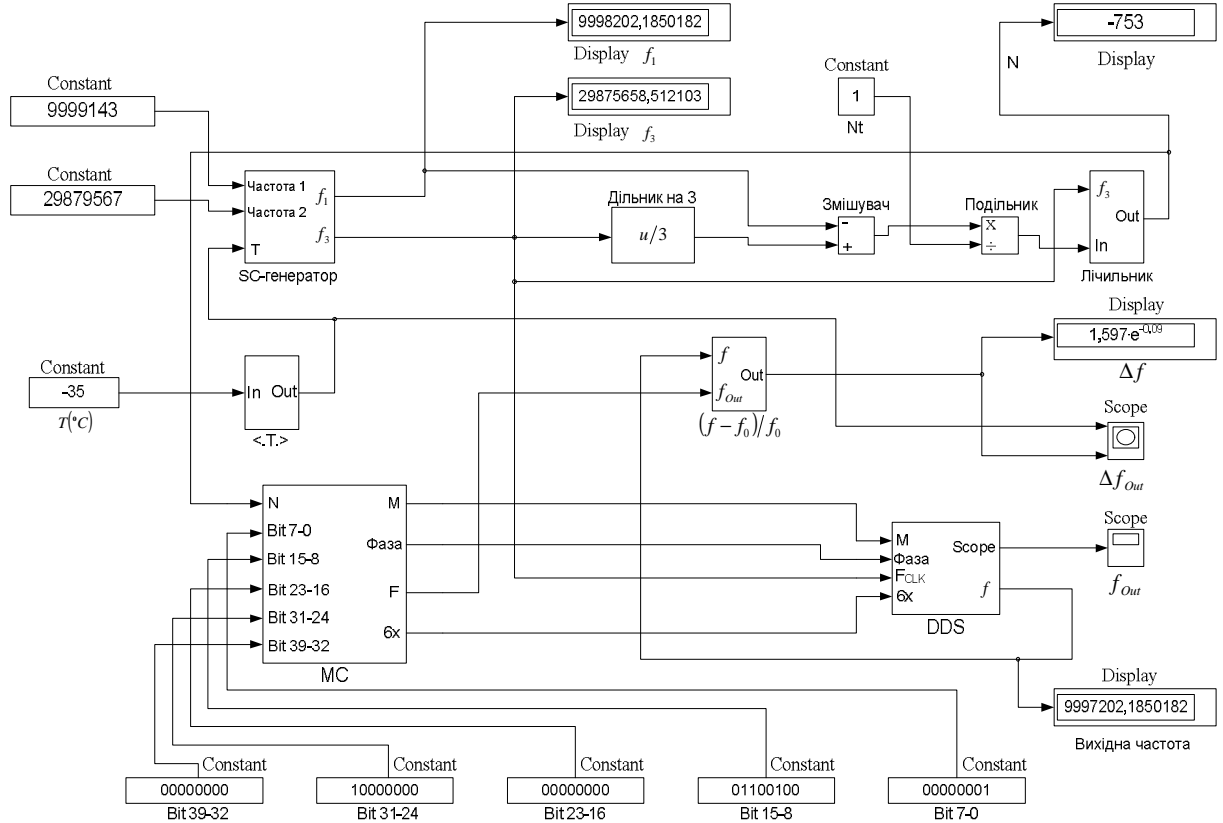


Рис. 2. Модель DDS з компенсацією нестабільності опорної частоти в середовищі Matlab/Simulink

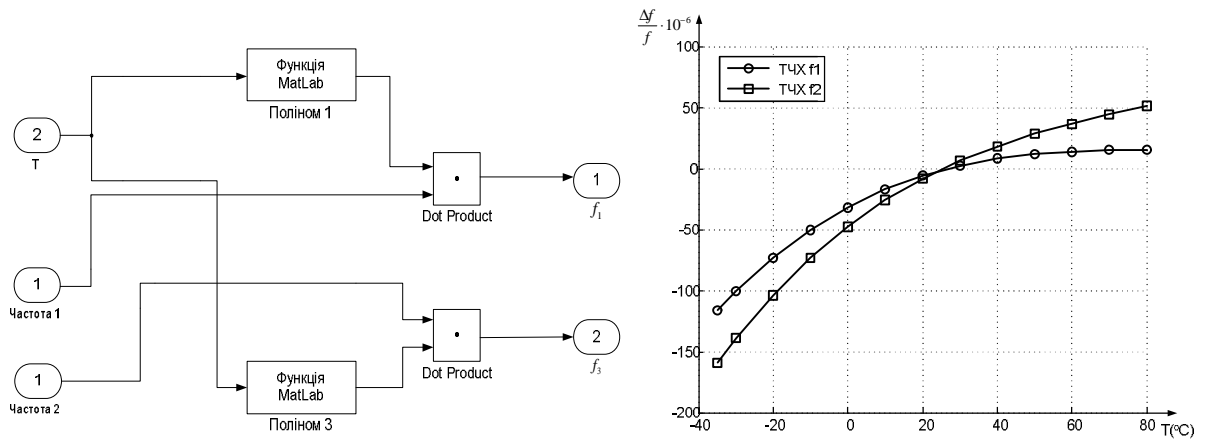


Рис. 3. Реалізація температурно-частотних залежностей $\Delta f_1, \Delta f_3$ двочастотного генератора опорних коливань в середовищі Matlab/Simulink

На рис. 4 представлена залежність сигналу різницевої частоти f_p на виході змішувача від температури $T(^\circ C)$. Вона являє собою практично лінійну залежність, яка може бути використана для ідентифікації теплового стану кварцового резонатора двочастотного генератора для компенсації його температурної нестабільності. При цьому абсолютна величина крутості перетворення температура – частота складає біля $70 \frac{Гц}{^\circ C}$, що більш ніж достатньо для визначення середньої температури кварцового

резонатора з роздільною здатністю менше $0,1^{\circ}\text{C}$ [2].

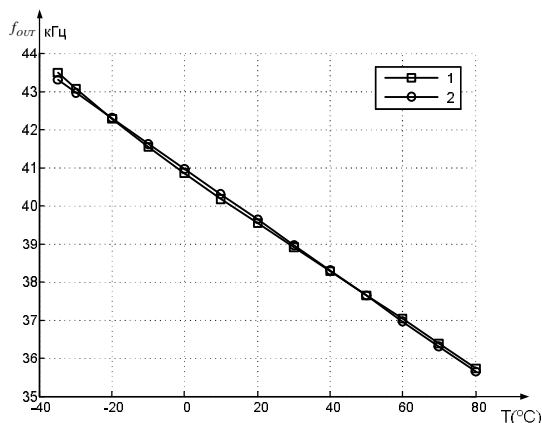


Рис. 4. Графіки реального (1) та апроксимованого (2) відхилення частоти

Таким чином досягнення потенційно можливих точностних характеристик інтегральних DDS можливе лише за високої стабільності вхідної тактової частоти, що вступає в протиріччя з вимогами до масогабаритних показників та енергоспоживання мікроелектронних синтезаторів прямого синтезу.

Використання системи компенсації температурної нестабільності DDS з поточною ідентифікацією теплового стану п'єзореzonатора на основі двочастотного кварцового генератора дозволяє значно покращити точностні характеристики синтезатора та зменшити його час готовності.

Література

1. Ридико Л. И. DDS: прямой цифровой синтез частоты // Компоненты и технологии. – 2001. – № 7. – 18-25.
2. Пидченко С.К. Температурно-динамічні характеристики кварцових п'єзореzonаторів АТ- та SC-зрізів / Таранчук А.А., Лаба О.А // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2003. – № 2. – С. 49-55.
3. Stofanik V. Digitally Temperature-Compensated DDS / Balaz I., Minarik M // Proceedings of the 2001 IEEE/EIA International Frequency Control Symposium, pp. 816-819.
4. Stofanik V. An improvement in the temperature-compensated DDS / Balaz I., Minarik M // Proceedings of the 2001 IEEE/EIA International Frequency Control Symposium, pp. 662-664.

Надійшла до редакції
24.6.2010 р.

УДК 681.335

В.М. КИЧАК, С.Г. БОРТНИК, Н.О. ПУНЧЕНКО

Вінницький національний технічний університет

ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕСТОВИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ХАРАКТЕРИСТИК АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

В роботі проведено аналіз статистичних властивостей тестових сигналів аналого-цифрових перетворювачів (АЦП), що можуть використовуватися для контролю характеристик АЦП. Доведено, що найбільш оптимальним типом тестового впливу є багатотональний сигнал.

The analysis of the statistical characteristics test signals for the analog-to-digital converters (ADC), which can be used for the ADC characteristics control, is performed in the work. Proved, that most optimal type of the test signals is multitone signal.

Ключові слова: аналого-цифровий перетворювач, тестовий сигнал.

Вступ

Аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) є обов'язковими складовими автоматизованих систем керування технологічними процесами. З кожним роком інтенсивно зростає кількість та номенклатура АЦП з нормованими метрологічними характеристиками. У процесі розробки, виробництва та експлуатації АЦП здійснюється комплекс контрольно-вимірювальних процедур, що забезпечують якість функціонування перетворювачів аналого-код. Усі етапи дослідження характеристик АЦП вимагають використання тестових сигналів. Методи контролю характеристик АЦП розрізняються за рядом ознак, але найбільш важливою є класифікація за видом тестового сигналу. Серед сучасних методів контролю характеристик АЦП найбільш

поширеними є статистичні методи.

Різним аспектам розробки та використання статистичних методів присвячено багато робіт [1-3]. Але серед наявних робіт, пов'язаних зі статистичною методологією, майже повністю відсутні праці, у яких представлено аналіз статистичних властивостей тестових сигналів АЦП. Необхідна точність контролю характеристик АЦП залежить від точності відтворення тестового сигналу. Тому синтез тестових сигналів заданої форми з необхідною точністю та аналіз їх статистичних властивостей є важливою науково-технічною задачею.

Найбільш поширеним тестовим сигналом АЦП є синусоїдальний [2]. Такий сигнал, у якого амплітуда та частота – додатні дійсні сталі величини, а початкова фаза θ_0 – випадкова величина, що з однаковою ймовірністю може приймати будь-яке значення в інтервалі $[0, 2\pi]$, має вигляд

$$U(t) = U_m \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0) = U_m \cdot \cos \Psi(t), \quad (1)$$

де $\Psi(t) = \omega_0 t + \theta_0$ – повна фаза коливання, рівномірно розподілена на інтервалі $[\omega_0 t, \omega_0 t + 2\pi]$.

Густина ймовірності синусоїдального сигналу дорівнює [4]

$$\omega_U(U) = \frac{1}{\pi \sqrt{U_m^2 - U^2}}, \quad -U_m < U < U_m. \quad (2)$$

Синусоїдальний тестовий сигнал не дає адекватного опису поведінки АЦП при перетворенні реальних сигналів, що створює додаткові похибки при аналого-цифровому перетворенні.

Метою роботи є аналіз статистичних властивостей реальних тестових сигналів АЦП, що створює умови для підвищення точності та адекватності контролю характеристик АЦП.

Сума гармонічного сигналу та гауссового шуму

Реальні тестові сигнали на базі синусоїдальних, можна представити як адитивну суміш гармонічного сигналу та гауссового шуму. Знайдемо одновимірну густину ймовірності суми двох незалежних випадкових сигналів:

- гармонічного коливання з рівномірно розподіленою початковою фазою в інтервалі $[-\pi, \pi]$:

$$U_S(t) = U_m \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0) = U_m \cdot \cos \Psi(t), \quad (3)$$

густину ймовірності якого можна представити згідно (2);

- гауссового шуму $x_\xi(t)$ з нульовим математичним сподіванням та дисперсією D [4]:

$$\omega_\xi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} \cdot e^{-\frac{x^2}{2D}}. \quad (4)$$

Сумарний сигнал можна записати як

$$U_T(t) = U_S(t) + x_\xi(t). \quad (5)$$

Для деякого фіксованого моменту часу сумісна густина ймовірності сигналів $U_S(t)$ та $x_\xi(t)$, враховуючи їх незалежність, дорівнює добутку одновимірних густин ймовірностей:

$$\omega(U, x) = \omega_S(U) \cdot \omega_\xi(x) = \frac{1}{\pi \sqrt{2\pi \cdot D \cdot (U_m^2 - U^2)}} \cdot e^{-\frac{x^2}{2D}}. \quad (6)$$

У даному виразі $|U| < U_m$. Враховуючи вираз [4], який спрощує формулу для густини ймовірності суми двох випадкових сигналів, можна записати

$$\omega_{U_T}(y) = \frac{1}{\pi \sqrt{2\pi \cdot D}} \int_{-U_m}^{U_m} \frac{1}{\sqrt{U_m^2 - U^2}} \cdot e^{-\frac{(y-U)^2}{2D}} \cdot dU. \quad (7)$$

Уведемо нову змінну інтегрування згідно рівняння: $S = A_0 \cdot \cos \Psi$; $dS = -\sqrt{U_m^2 - U^2} \cdot d\Psi$.

Тоді отримаємо:

$$\omega_{U_T}(y) = \frac{1}{\pi \sqrt{2\pi \cdot D}} \int_0^\pi e^{-\frac{(y-U_m \cdot \cos \Psi)^2}{2D}} \cdot d\Psi. \quad (8)$$

Уведемо нормовану випадкову змінну: $z = \frac{U_T}{\sqrt{D}}$ та представимо відношення сигнал/шум як

$k = \frac{U_m}{\sqrt{D}}$. Тоді кінцевий вираз для даного сумарного сигналу буде мати вигляд.

$$\omega(z) = \frac{1}{\pi\sqrt{2\pi}} \int_0^\pi e^{-\frac{1}{2}(z-k \cdot \cos \Psi)^2} \cdot d\Psi. \quad (9)$$

Використавши вироджену гіпергеометричну функцію [5]

$$F(\alpha, \beta, \gamma) = 1 + \frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{\gamma}{1} + \frac{\alpha(\alpha+1)}{\beta(\beta+1)} \frac{\gamma^2}{2!} + \frac{\alpha(\alpha+1)(\alpha+2)}{\beta(\beta+1)(\beta+2)} \frac{\gamma^3}{3!} + \dots, \quad (10)$$

можна отримати кінцевий вираз:

$$\omega(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{(z^2)^l}{2^l \cdot l!} \cdot F\left(l + \frac{1}{2}; 1; -\frac{1}{2}k^2\right). \quad (11)$$

Графік розподілу густини ймовірностей $\omega(z)$ даного тестового сигналу для різних значень відношення сигнал/шум наведено на рис. 1.

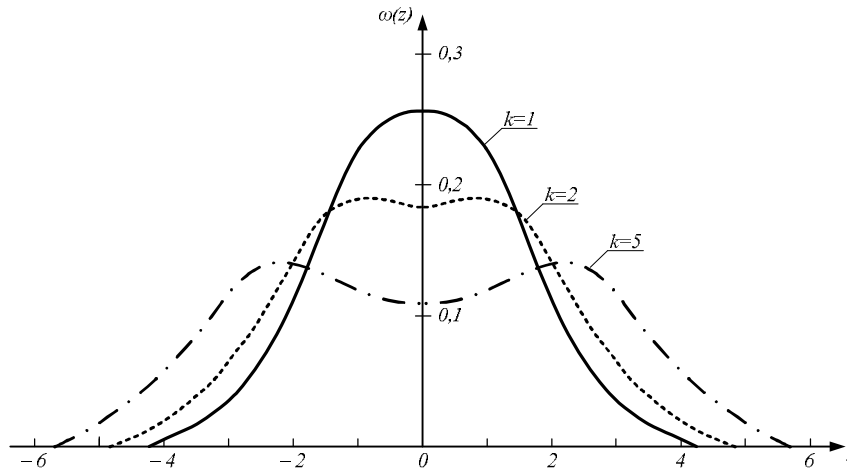


Рис. 1. Розподіл густин ймовірностей суми синусоїдального сигналу та гауссового шуму

Як видно з графіка, при малих значеннях відношення сигнал/шум густина ймовірності даного тестового сигналу подібна до гауссового процесу.

Багатотональний сигнал

Відомо, що пошук законів розподілу негауссового характеру є складною задачею. Один з методів розв'язання такої задачі базується на використанні характеристичних функцій випадкового процесу та відомих співвідношень між характеристичною функцією та моментами розподілу процесу.

Характеристичною функцією $\theta_U(V)$ випадкової величини U називається середнє значення випадкової величини $\exp(i \cdot V \cdot U)$, де V – дійсна змінна.

Для заданої густини ймовірності середнє значення величини $e^{i \cdot V \cdot U}$ можна знайти за допомогою виразу [4]:

$$\theta_U(V) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{i \cdot V \cdot U} \cdot \omega(U) \cdot dU. \quad (12)$$

Права частина цього виразу є перетворенням Фур'є функції $\omega(U)$. Тому, якщо відома характеристична функція $\theta_U(V)$ випадкового процесу U , то густину ймовірності $\omega(U)$ можна знайти за допомогою оберненого до $\theta_U(V)$ перетворення Фур'є [4].

$$\omega(U) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_U(V) \cdot e^{-i \cdot V \cdot U} \cdot dV. \quad (13)$$

Багатотональний сигнал можна представити як суму деякого числа m взаємно незалежних складових U_1, U_2, \dots, U_l . Характеристична функція суми таких незалежних випадкових величин дорівнює добутку характеристичних функцій доданків:

$$\theta(V) = \theta_{U_1}(V) \cdot \theta_{U_2}(V) \cdot \dots \cdot \theta_{U_l}(V). \quad (14)$$

Для випадку багатотонального сигналу, коли всі складові мають однакові розподіли та відповідно однакові характеристичні функції, маємо

$$\theta_l(V) = [\theta_1(V)]^l. \quad (15)$$

Користуючись виразами (12) і (13), знайдемо густину ймовірності суми кількох синусоїдальних сигналів з випадковими фазами. Причому, вважаємо, що амплітуди кожної зі складових однакові та дорівнюють $U_{mi} = \frac{U_m}{l}$. На базі відомого виразу (2) для густини ймовірності гармонічного коливання знаходимо характеристичну функцію

$$\theta_1(V) = \frac{1}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{e^{iV \cdot U}}{\sqrt{1-U^2}} dU. \quad (16)$$

Якщо в (16) підставити $e^{iV \cdot U} = \cos(VU) + i \sin(VU)$ та врахувати, що $\frac{\sin(VU)}{\sqrt{1-U^2}}$ є непарною функцією, то скориставшись [5], можна отримати

$$\theta_1(V) = \frac{2}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{\cos(VU)}{\sqrt{1-U^2}} dU = J_0(V), \quad (17)$$

де $J_0(V)$ – функція Бесселя першого роду нульового порядку.

Для багатотонального сигналу, що містить l гармонічних коливань з однаковими амплітудами $\frac{U_m}{l}$ та випадковими взаємозалежними фазами, характеристична функція відповідно до (15) знаходиться як

$$\theta_l(V) = \left[J_0\left(\frac{V}{\sqrt{l}}\right) \right]^l. \quad (18)$$

Для знаходження густини ймовірності багатотонального сигналу необхідно відповідно до виразу (13) обчислити інтеграл

$$\omega_l(U) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_l(V) \cdot e^{-iV \cdot U} dV. \quad (19)$$

З урахуванням (17), (18) можна записати

$$\omega_l(U) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \left[J_0\left(\frac{V}{\sqrt{l}}\right) \right]^l \cdot \cos(VU) \cdot dV. \quad (20)$$

Для $l = 1$ отримаємо вираз для $\omega(U)$ синусоїдального коливання (2).

Знаходження визначеного інтегралу (20) для $l \geq 2$ здійснюється з використанням функцій Лежандра другого роду $Q_\nu(U)$ [5]. Так, для двотонального сигналу густина ймовірності дорівнює

$$\omega_2(U) = \frac{1}{\pi^2} Q_{\nu-\frac{1}{2}}(U). \quad (21)$$

На рис. 2 представлено розподіл густин ймовірностей багатотональних тестових сигналів з різним числом l .

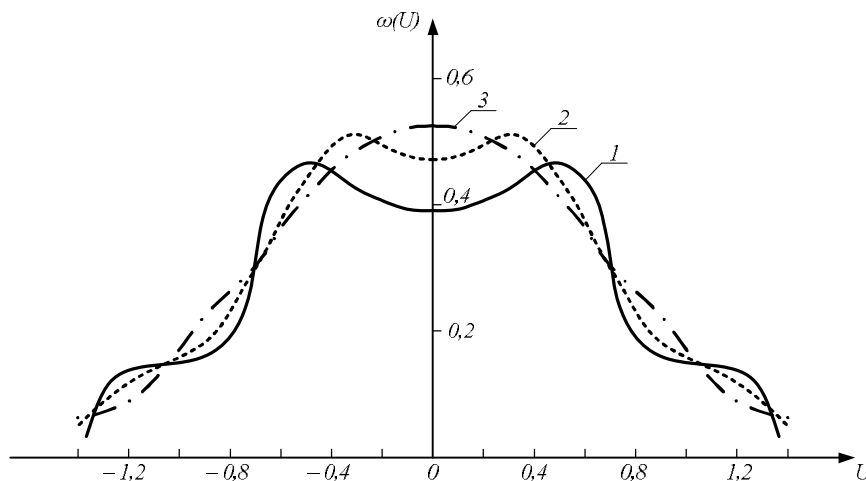


Рис. 2. Розподіл густин ймовірностей дво- (1), три- (2) та чотиритонального сигналу (3)

Отриманні результати дають можливість стверджувати, що вже густина ймовірності чотиритонального сигналу, який містить чотири синусоїдальних складових з випадковими фазами, відображає криву, подібну до гауссового процесу, незважаючи на те, що окремі синусоїди характеризуються зовсім іншою густиною ймовірності.

Висновки

Синусоїдальний сигнал заданої амплітуди та частоти і з випадковою початковою фазою є найбільш поширеним тестовим сигналом, що використовується в статистичних методах контролю характеристик АЦП. Даний тестовий сигнал не відображає реальні умови функціонування АЦП, тому результати контролю характеристик АЦП на базі синусоїдального сигналу характеризуються низькою достовірністю.

Адитивна суміш гармонічного сигналу та гауссового шуму як тестовий вплив моделює реальні умови експлуатації АЦП, але на практиці випадковий процес такого класу важко синтезувати, забезпечуючи високі метрологічні характеристики. Тому результати контролю АЦП на базі такого тестового впливу характеризуються низькою точністю.

Багатотональний сигнал є найбільш оптимальним типом тестового сигналу АЦП, який, з одного боку, дає змогу забезпечити режими функціонування АЦП, що адекватні реальним, а з іншого – просто реалізується при використанні широкої номенклатури стандартних генераторів сигналів з нормованими метрологічними характеристиками.

Література

1. Динамические параметры аналого-цифровых преобразователей и методы их измерений / Руднев П.И., Хаджи Б.А., Чернышев В.Ю., Шилев С.Н // Радиотехника и электроника. – 1993. – № 10. – С. 1868 – 1876.
2. Гельман М.М. Системные аналого-цифровые преобразователи и процессоры сигналов / М.М. Гельман. – М.: Мир, 1999. – 559 с.
3. Брагин А.А., Семенюк А.Л. Основы метрологического обеспечения аналого-цифровых преобразователей электрических сигналов. – М.: Издательство стандартов, 1989. – 164 с.
4. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
5. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. – М.: Издательство физ. – мат. литературы, 1963. – 1108 с.

Надійшла до редакції
26.6.2010 р.

УДК 621.385.12, УДК 621.385.12

О.П. ШЕРЕМЕТА, В.В. МОТИГІН

Вінницький національний технічний університет

КЕРОВАНІ ЕЛЕКТРОННІ БАЛАСТИ ДЛЯ ЛЮМІНЕСЦЕНТНИХ ЛАМП ТА ВАРІАНТИ ЇХ ВИКОРИСТАННЯ ДЛЯ СТВОРЕННЯ СВІТЛОДИНАМІЧНИХ ПРИСТРОЇВ

В даній роботі приводяться технічні параметри та особливості використання керованих електронних баластів (КЕБ). Розроблені варіанти використання КЕБ для створення світлодинамічних пристроїв в світловій зовнішній рекламі. Приводяться реалізовані на базі КЕБ проекти, які показали можливість практичної реалізації, надійність і підтвердили високу ефективність таких пристроїв.

This paper presents the technical parameters and features of the controlled electronic ballasts (CEB). Developed options for making use of cab light in an optical device dynamic outdoor advertising. We give CEB implemented on the basis of projects that showed the possibility of practical implementation, reliability and confirmed the high efficiency of such devices.

Ключові слова: люмінесцентна лампа, керовані електронні баласты, світлодинамічні пристрої.

Вступ

Стандартні люмінесцентні лампи з гарячим розжарюванням характеризуються такими позитивними параметрами:

- велика площа світіння та рівномірність світлового потоку;
- висока світлова ефективність (70-100 люмен/Вт);
- значний термін служби (до 30000 годин);
- широкий асортимент люмінесцентних ламп за формою (лінійні, круглі, U-подібні) і розмірами;
- стандартизація ламп, а значить, і висока ремонтпридатність пристроїв на них шляхом заміни стандартних ламп у стандартному тримачі;

- широка розповсюдженість у світловій зовнішній рекламі [1].

Існує два основних способи живлення люмінесцентних ламп: дросельний і електронні баласты

(електронні пуско-регулюючі апарати).

Електронні баласты:

- забезпечують «м'який» (без мерехтінь і шуму) гарантований старт, особливо в умовах низьких температур;
- подовжують термін служби лампи на 50 % завдяки ощадливому режимові роботи і, особливо пуску, а значить, зменшують експлуатаційні витрати на заміну ламп (вартість лампи, вартість її утилізації і вартість власне заміни);
- заощаджують електроенергію;
- забезпечують високу якість споживаної електроенергії [2].

Однак стандартні електронні баласты не призначені для частого включення/вимкнення ламп. Навіть на фірмові баласты провідних виробників надається гарантія всього 250-300 тис. циклів включення/вимкнення лампи [3]. Крім того, виникає проблема синхронного включення/вимкнення декількох ламп при обов'язковому збереженні режиму підготовки лампи до включення. Усе це унеможливило створення світлодинаміки на базі люмінесцентних ламп із гарячим розжарюванням.

Тому, нами були розроблені й досліджені нові методи керування люмінесцентною лампою та розроблені пристрої – керовані електронні баласты (КЕБ).

Задачею даної статті являється:

1. Розробка варіантів використання КЕБ для створення світлодинамічних пристроїв в світловій зовнішній рекламі;
2. Перевірка можливості практичної реалізації, надійності і ефективності таких пристроїв.

1. Технічні параметри та особливості використання КЕБ

На рис. 1 представлено фото плати розробленого нами КЕБ.

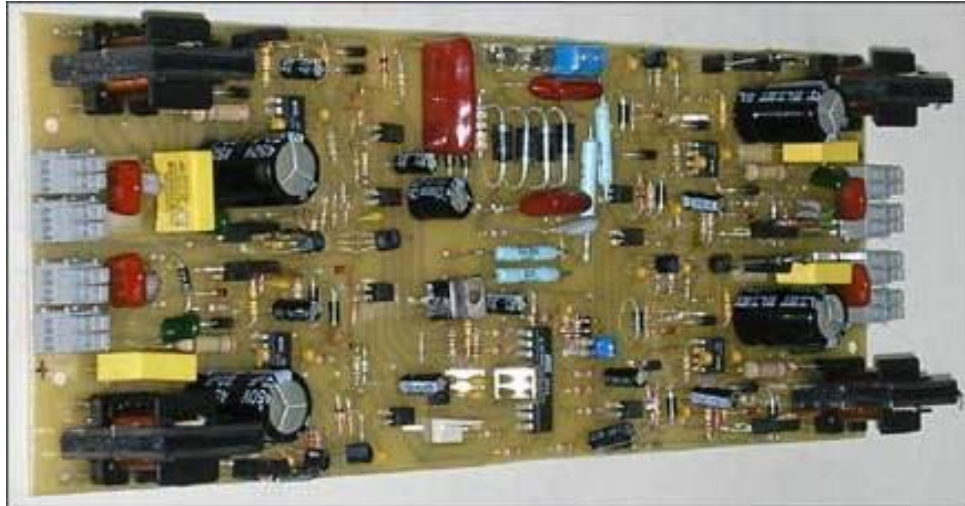


Рис. 1. фото плати КЕБ

Основні технічні параметри КЕБ та зовнішнього блока керування зведені в табл. 1.

Таблиця 1

Основні технічні параметри КЕБ та зовнішнього блока керування

КЕБ	
1	2
Робочий діапазон напруги електромережі	170-250 В
Кількість стандартних програм керування	8
Кількість циклів включення/вимкнення у режимі 2 с включено/ 2 с вимкнено	не менше 8 млн раз
Час включення/вимкнення лампи	не більш 50 мс
Синхронність включення/вимкнення лампи	не більш 50 мс
Наявність захистів:	- від незапалювання лампи; - від відсутності лампи
Температура навколишнього середовища	- 20°C – 30°C
Габаритні розміри	300 x 105 x 35 мм
Маса	0,25 кг
Зовнішній блок керування	
Робочий діапазон напруги електромережі	170– 250 В
Кількість плат, що підключаються, КЕБ/ламп	не більше 4/16

1	2
Кількість стандартних програм керування	8
Температура навколишнього середовища	- 20°C – 30°C
Габаритні розміри	80 x 50 x 30 мм
Маса	0,1 кг

Варіанти виконання КЕБ. Один пристрій КЕБ забезпечує живлення і керування 4-ма люмінесцентними лампами. Залежно від потужності ламп можливі такі варіанти:

- КЕБ-4-18 – для 4-х ламп потужністю 18 (20)Вт;
- КЕБ-4-28 – для 4-х ламп потужністю 28 (30)Вт;
- КЕБ-4-36 – для 4-х ламп потужністю 36 (40)Вт.

Варіанти підключення. Можливі два варіанти підключення КЕБ залежно від кількості люмінесцентних ламп:

- одноплатне, коли необхідно керувати 4-ма люмінесцентними лампами;
- багатоплатне, коли необхідно керувати більш ніж 4-ма люмінесцентними лампами.

Одноплатний варіант підключення КЕБ. У цьому випадку можливе підключення до 4-х люмінесцентних ламп визначеної потужності і для цього необхідний один пристрій КЕБ.

У зв'язку з тим, що плата КЕБ захищена від пилу і вологи (лакована), то вона може бути розміщена в самому лайт-боксі (бажано знизу) в горизонтальному або вертикальному положенні.

Лампи з'єднуються з платою за допомогою дротів або кабелю. Довжина дротів (кабелю) не повинна перевищувати 20м.

За допомогою джампиків 3 на платі КЕБ (рис. 2) можливо вибрати відповідну програму керування лампами.

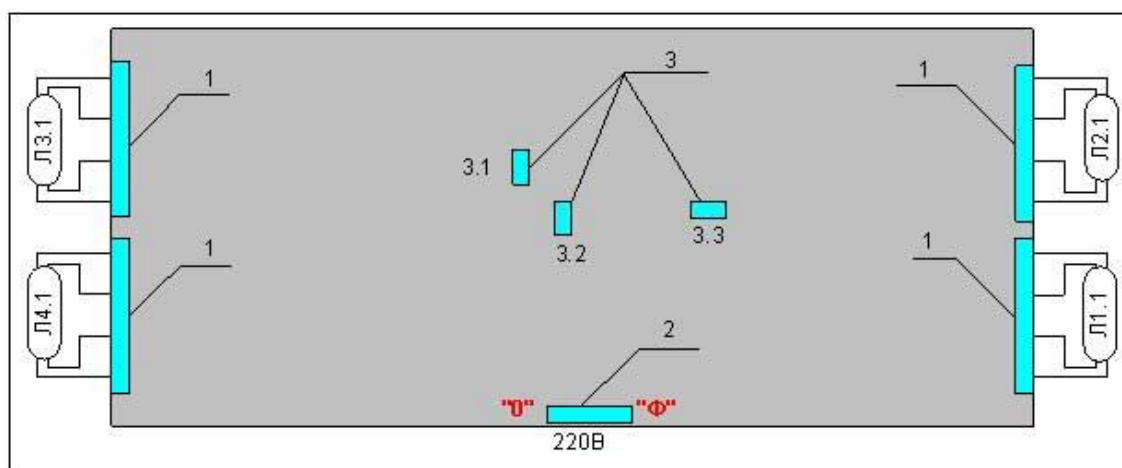


Рис. 2. Одноплатний варіант підключення КЕБ (1 – клемники для підключення ламп; 2 – клемник для підключення електромережі; 3 – джампики для вибору однієї з 8-ми програм управління лампами)

Після подачі напруги живлення 220 В лампи засвічуються після 10 с паузи, під час якої відбувається підготовка ламп до першого вклучення.

Багатоплатний варіант підключення КЕБ. У цьому випадку можливе підключення більше 4-х люмінесцентних ламп визначеної потужності і для цього необхідний один блок керування та N пристроїв КЕБ, кількість яких кратна 4-м лампам.

При використанні стандартного блоку керування можливе керування 16-ма люмінесцентними лампами. В разі потреби, може бути виготовлений нестандартний блок керування для роботи з практично необмеженою кількістю ламп.

Вибір програми керування здійснюється джампиками на зовнішньому блоці керування (розміщення джампиків на платах КЕБ не суттєве).

Приклад багатоплатного підключення для 8 ламп показаний на рис. 3.

При виборі люмінесцентних ламп необхідно задовольнити наступні вимоги:

- потужність ламп повинна відповідати потужності, на яку розраховані плати КЕБ. За індивідуальним замовленням можливе виготовлення КЕБ, в яких передбачене підключення люмінесцентних ламп різної потужності. Наприклад, дві лампи потужністю 18 Вт і дві лампи потужністю 36 Вт;
- температурний діапазон експлуатації ламп повинен відповідати температурному діапазону експлуатації рекламної конструкції.

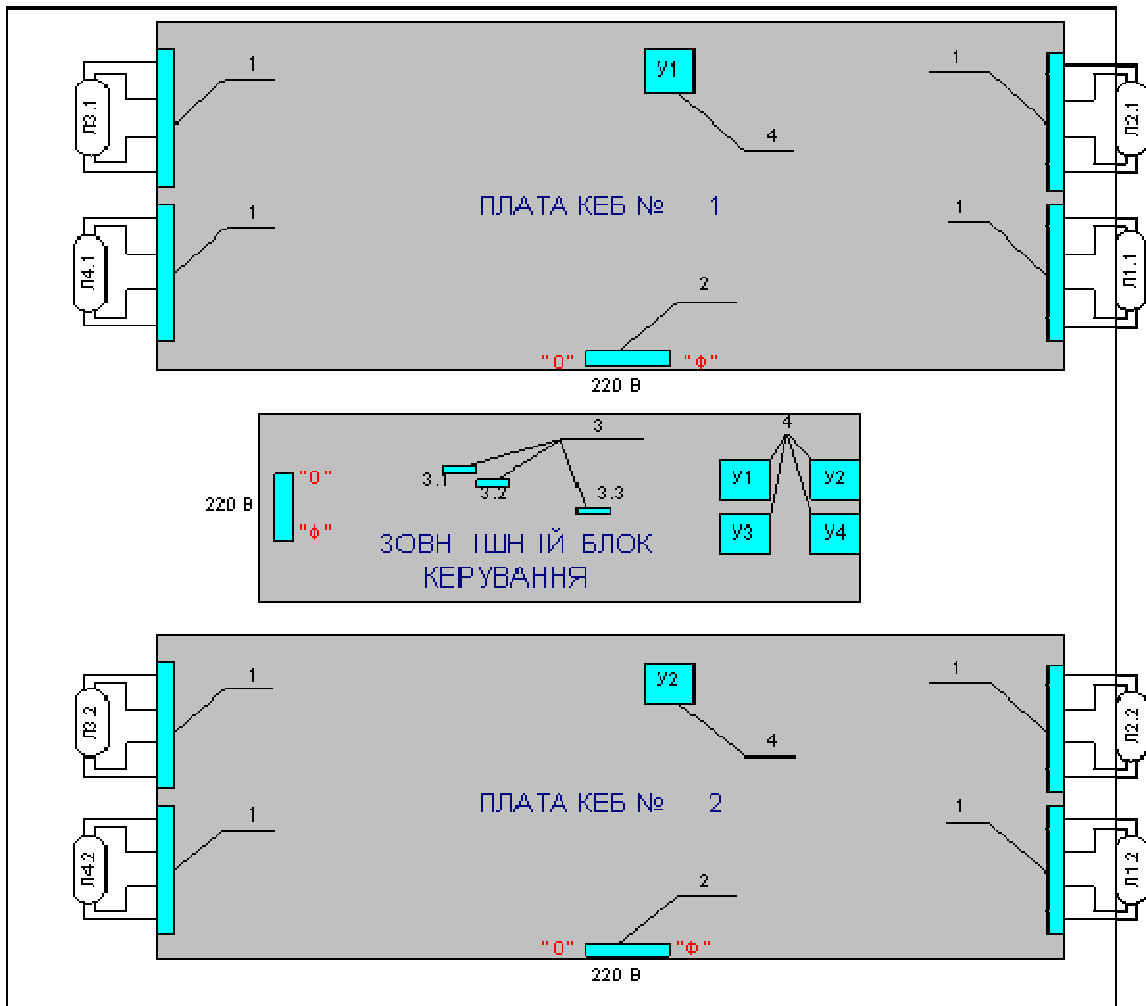


Рис. 3. Двох платний варіант підключення КЕБ (1 – клемники для підключення ламп; 2 – клем-ник для підключення електромережі; 3 – джампики для вибору однієї з 8-ми програм керування; 4 – роз’єми зовнішнього керування)

Стандартні програми керування. У стандартному виконанні внутрішній мікропроцесорний блок керування КЕБ забезпечує вибір однієї з восьми програм керування 4-ма люмінесцентними лампами. За необхідності, ці програми можуть бути змінені під конкретні запити замовника на етапі виготовлення.

Стандартні програми зовнішнього блоку керування аналогічні програмам для одноплатного режиму роботи, з тією лише різницею, що стан ламп змінюється синхронно в кожному з 4-х каналів по 4 лампи.

В разі потреби у нестандартних програмах керування, необхідно скласти алгоритм керування, приклад якого для випадку двох платного включення (8 ламп) наведений у табл. 2. В даному випадку керування здійснюється 2×4 лампами (зміни стану відбуваються синхронно у двох каналах по 4 лампи).

Таблиця 2

Приклад складання алгоритму керування (такт = 0,4 с)

№ КЕБ	№ Лампи	Такти							
		1	2	3	4	5	6	7	8
КЕБ 1	Л 1.1	1	1	1	1	0	0	0	0
	Л 1.2	0	1	1	1	1	0	0	0
	Л 1.3	0	0	1	1	1	1	0	0
	Л 1.4	0	0	0	1	1	1	1	0
КЕБ 2	Л 2.1	1	1	1	1	0	0	0	0
	Л 2.2	0	1	1	1	1	0	0	0
	Л 2.3	0	0	1	1	1	1	0	0
	Л 2.4	0	0	0	1	1	1	1	0

2. Розробка варіантів використання КЕБ

Розроблені варіанти використання КЕБ для створення світлодинамічних пристроїв в світловій зовнішній рекламі на люмінесцентних лампах приводяться нижче.

2.1. *Реклама переліку послуг, товарів або назви організації.* Лайт-бокс розбивається на

світлоізолювані комірки, що відповідають одній або декільком лампам.

2.2. "Одинамічвання" *лайт-боксів і сіті-лайтів*. У найпростішому випадку підсвічування лайт-бокса або сіті-лайта з визначеною періодичністю включається/вимикається. Якщо ж розбити лайт-бокс (сіті-лайт) на світлоізолювані комірки, то з'являється можливість керувати елементами зображення.

3. "Одинамічвання" *світлових літер*. Можна створити видимість написання символів реклами, висвітливши 1-й, потім додавши 2-й, і т.д. до висвічування усіх протягом визначеного часу, після чого всі символи гаснуть і повторюється наступний цикл, у якому порядок висвічування символів може бути й іншим. Залежно від розташування світлоізолюючих перепон можна засвітити як окремі літери, так і їх комбінації.

Оскільки мова йде про великі габарити, то одна літера (символ) може бути підсвічена декількома лампами, які включаються/вимикаються синхронно, що одночасно збільшує яскравість, рівномірність світіння і надійність.

4. *Показчики напрямку (руху)*. Люмінесцентні лампи розміщуються в герметичному контактотримачі, акриловій трубі або в спеціальному коробі. Конфігурація розміщення в загальному випадку може бути кусково-лінійною. У найпростішому випадку підсвічування кожного елемента здійснюється за допомогою однієї лампи. Застосування 2-х ламп підвищить яскравість, рівномірність світіння і надійність. На лицьову сторону акрилу наклеєна темно-синя плівка (серія 8500), а на внутрішню сторону акрилу – трафарет з будь-якої непрозорої плівки.

5. *Оформлення рекламних вивісок, фасадів*. По зовнішньому контуру вивіски (фасаду) розміщуються люмінесцентні лампи в герметичному контактотримачі, акриловій трубі або в спеціальному коробі. Причому в цей набір можуть входити лампи різної потужності 18 Вт, 28 Вт, 36 Вт і різної форми (лінійні, круглі). Залежно від форми й розмірів вивіски можна запропонувати такі варіанти розміщення люмінесцентних ламп: квадрат, прямокутник, ромб, багатокутник.

Існує можливість керування кожною лампою окремо залежно від закладеної програми, – а значить, можна створювати такі світлові ефекти, як бігучі вогні, тіні і т.п.

6. *Цілодобова світлодинамічна реклама*. Існує можливість реалізації світлодинамічної реклами не тільки в традиційний час доби – нічний, – але і вдень, що збільшує її ефективність. У цьому випадку з лицьової сторони акрилу використовується матова темна плівка (серія 8500), а з внутрішньої сторони акрилу за допомогою непрозорих плівок створюється трафарет відповідного зображення або тексту. Таким чином, коли лампа (лампи) засвічується, на темному тлі спостерігається (проявляється) світлий фрагмент зображення (тексту), що відповідає трафаретові. Можна створити видимість написання літер або слів.

Можливе одержання різнобарвного зображення за рахунок використання додаткового кольору – кольорової прозорої плівки, наклеєної на трафарет. Наприклад, якщо використовувати додаткову жовту прозору плівку з боку трафарету, то на темно-синьому тлі зображення стане зеленим, а не світло-блакитним.

7. *Створення світлодинамічного фону*. Люмінесцентні лампи розміщуються в лайт-боксі (сіті-лайті). В лайт-боксі можуть знаходитися світлоізолюючі перепони для кожної лампи або групи ламп. Залежно від алгоритму керування лампами (групами ламп) можна створити світлодинамічні хвилі, які рухаються зліва направо, справа наліво, згори донизу, знизу вгору, до центра та від центра. Алгоритм керування лампами буде задаватися зовнішнім блоком керування, який розміщений в рекламній конструкції, однак його виносний пульт з тумблерами, положення яких визначає програму керування лампами, може бути розташований на відстані до 20 м від рекламної конструкції в зручному місці (для цього необхідно прокласти 4 дроти). Таким чином, існує можливість оперативного вибору однієї з програм керування. Наприклад, сьогодні хвиля біжить зліва направо, а завтра – по-іншому. Можливе також створення комплексних програм, які складаються з елементарних, і які автоматично вибираються з визначеною періодичністю. Наприклад, 5 хвилин зліва направо, 10 хвилин – згори донизу і т. д.

8. *Дискретне керування яскравістю*. Групи люмінесцентних ламп рівномірно розміщують по всьому лайт-боксу (сіті-лайту). Якщо всі люмінесцентні лампи розподілити на 4 групи, то можна одержати 5 рівнів яскравості світлового поля.

9. *Створення багатокольорового світлодинамічного фону*. Для цього необхідно використовувати кольорові лампи (або звичайні зі світлофільтрами), об'єднані в групи, які відповідають певному кольору, і рівномірно розміщені по всій площі лайт-бокса (сіті-лайта). Наприклад, при наявності 3-х груп люмінесцентних ламп (зелені, сині, червоні), рівномірно розміщених по всій площі, з'являється можливість створювати світлове поле не тільки відповідних кольорів, але й проміжних, за рахунок одночасного ввімкнення 2-х груп. Можливе також одночасне використання багатокольорового фону з можливістю створення світлодинамічних хвиль.

3. ПРИКЛАД РЕАЛІЗАЦІЇ

Дана вивіска (рис. 4) працює 7,5 років без ремонту та заміни ламп. В вивісці використовується одна плата КЕБ, розрахована для роботи з 4-ма люмінесцентними лампами

Алгоритм роботи реалізується наступною таблицею 3.

Алгоритм роботи вивіски

№ такту	Операція	
1– 4	Темний екран	
5	Висвічується перша секція – «ФАКУЛЬТЕТ»	
6	Добавляється друга секція – «МЕДИКО – БІОЛОГІЧНОГО»	
7	Добавляється третя секція – «ТА ЕЛЕКТРОННОГО»	
8	Добавляється четверта секція – «ПРИЛАДОБУДУВАННЯ»	
9– 12	Висвічуються всі чотири секції	
13	Гасне четверта секція – «ПРИЛАДОБУДУВАННЯ»	
14	Гасне третя секція – «ТА ЕЛЕКТРОННОГО»	
15	Гасне друга секція – «МЕДИКО-БІОЛОГІЧНОГО»	
16	Гасне перша секція – «ФАКУЛЬТЕТ»	



Рис. 4. Приклад реалізації вивіски

Тривалість одного такту складає 2 с.

Враховуючи, що середній час експлуатації на добу – 8 год., отримуємо, що за період експлуатації даної вивіски:

- термін напрацювання для ламп – 21,9 тис. год.;
- кількість циклів вкл/викл – 6,57 млн разів.

Висновки

Розроблені варіанти використання КЕБ для створення світлодинамічних пристроїв в світловій зовнішній рекламі. Показано, що розроблені та виготовлені пристрої мають високу надійність і ефективність.

Застосування КЕБ для живлення люмінесцентних ламп в зовнішній світловій рекламі забезпечує:

- значно вищу ефективність світлової реклами;
- економію електроенергії за рахунок поліпшення світловіддачі лампи на високих частотах на 25-35 % та зменшення споживання електроенергії за рахунок динаміки;
- зменшення експлуатаційних витрат на заміну ламп за рахунок збільшення їхнього терміну служби.

Література

1. Liang T.J. Liu T.S. Chang F.J. Design and analysis of dimming electronic ballast // IEEE International Symposium on Circuits and Systems – 1997 – С.364-369.
2. Краснопольский А.Е. и др. Пускорегулирующие аппараты для разрядных ламп/ А.Е. Краснопольский, В.Б. Соколов, А.М. Троицкий. Под общ. ред. А.Е. Краснопольского. – М.: Энергоатомиздат. – 1988. – 206 с.
3. Investigation of the effects of dimming of fluorescent lamp life // Lighting research center. – 2002. <http://www.lrc.rpi.edu/researchAreas/reducingBarriers/resources.asp>

Надійшла до редакції
25.6.2010 р.

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ НА РАННИХ ЭТАПАХ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Запропоновано алгоритм розрахунку ймовірності забезпечення заданих параметрів радіотехнічних пристроїв на етапі проектування. Як вихідні дані використовуються математичні очікування, середньоквадратичні відхилення та коефіцієнти кореляції параметрів компонентів схеми, на базі яких визначаються функції щільності ймовірності вихідних параметрів пристроїв і ймовірність забезпечення працездатності на етапі проектування. Приведені результати розрахунку залежності нестабільності середньої частоти, нелінійності модуляційної характеристики частотного модулятора та ймовірності їх забезпечення від нестабільності джерела живлення.

Proposed algorithm for calculating the likelihood of the given parameters of radio devices in the design phase. The initial data used by the expectation, standard deviations and correlation coefficients of parameters of the circuit components, which are determined on the basis of the probability density function of output device parameters and the likelihood of ensuring efficiency in the design phase. Given the calculated dependence of the average frequency of nonlinearity, the nonlinearity of the modulation characteristics and the likelihood of their support from the instability of supply.

Ключові слова: Функція щільності ймовірності, модуляційна характеристика, ймовірність забезпечення працездатності, нестабільність частоти, прогнозування статистичних характеристик.

Введение

Разработка РТУ с заданными свойствами связана с решением многих задач, среди которых особое место занимают вопросы обеспечения заданных параметров и характеристик на ранних этапах проектирования. Если для изделий массового выпуска управление качеством может быть сведено к изменению каких-либо показателей (технологического процесса, структуры, номиналов элементов и т. д.) от партии к партии, но в случае РТУ и систем важнейшей задачей современного управления процессом разработки является своевременное получение количественной оценки нужных параметров.

Известно, что процесс управления свойствами любого изделия сводится к получению сигнала рассогласования между заданной эталонной величиной параметра и полученным значением и к уменьшению величины этой разности до минимального возможного значения путем проведения изменения структуры устройства или изменения номиналов элементов схем, снижения допусков [1].

Роль эталона при управлении качеством выполняют обычно требования технического задания, а роль выходной величины – выходные параметры устройства или показатели качества (как правило – надежность). Изменение качества РТУ возможно на всех фазах их существования, от разработки технического задания до эксплуатации готового изделия включительно. Однако, желаемые результаты могут быть достигнуты с наименьшими затратами на ранних этапах разработки, когда устройство еще не изготовлено. Поэтому, прогнозирование статистических характеристик РТУ, которые определяют вероятность обеспечения их работоспособности на этапе проектирования, является одной из важнейших задач. Такого рода прогноз реализуется, если учтены все возможные флуктуации технологических процессов. Исходными данными для решения поставленной задачи должны быть статистические характеристики параметров компонентов схем, входящих в состав проектируемого РТУ, выявленные с учетом всех возможных случайных отклонений от технологического процесса и влияния внешних воздействий.

Постановка задачи и цель исследований

Целью настоящей статьи является разработка алгоритма прогнозирования статистических параметров РТУ на основе транзисторных индуктивных элементов (ТИЭ) на этапе проектирования. Для достижения поставленной цели необходимо с использованием математических моделей РТУ, связывающих выходные параметры с внутренними параметрами и дестабилизирующими факторами, методами статистического анализа определить вероятность обеспечения работоспособности РТУ по отдельным выходным параметрам [2].

$$P_i = \int_{a_1}^{b_1} \Psi_i(y_i) dy$$

и результирующую вероятность обеспечения работоспособности

$$P = \int_{a_1}^{b_1} \int_{a_2}^{b_2} \dots \int_{a_m}^{b_m} \Psi(y_1, y_2, \dots, y_m) dy_1 dy_2 \dots dy_m,$$

где $\Psi_i(y_i)$ – функция плотности вероятности (ФПВ) выходного параметра y_i ;

$\Psi(y_1, y_2, \dots, y_m)$ – m -мерная ФПВ выходных параметров, которые в общем случае могут быть коррелированы между собой;

a_i, b_i – нижняя и верхняя границы работоспособности РТУ – детерминированные величины.

Решение задачи.

Пусть известны математические модели РТУ, связывающие выходные параметры y_i с параметрами компонентов схемы x_i . Известны ФПВ параметров компонентов схем, т.е. среднее значение \bar{x}_i , среднеквадратическое отклонение σ_i и матрицы коэффициентов корреляции $r_{x_i x_j}$. Если предположить, что выходные параметры распределены по нормальным законам, то на основании известных данных о параметрах компонентов схем можно получить аналитические выражения ФПВ выходных параметров y_m .

Для этого функции y_m разложим в ряд Тейлора в окрестности точки $(\bar{x}_1, \dots, \bar{x}_n)$ и, ограничившись квадратичным приближением, получим [3]

$$y_m = y_m(\bar{x}_1, \dots, \bar{x}_n) + \sum_{i=1}^n \left. \frac{dy_m}{dx_i} \right|_{x_i=\bar{x}_i} (x_i - \bar{x}_i) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \left. \frac{d^2 y_m}{dx_i dx_j} \right|_{\substack{x_i=\bar{x}_i \\ x_j=\bar{x}_j}} (x_i - \bar{x}_i)(x_j - \bar{x}_j), \tag{1}$$

где $\frac{dy_m}{dx_i}$ и $\frac{d^2 y_m}{dx_i dx_j}$ – производные, рассчитанные при x_i и x_j , равных математическим ожиданиям.

Если предположить, что устройство работает в линейном режиме, и используются компоненты с малыми допусками на номиналы, то можно произвести линеаризацию функции y_m , т. е. в (1) сохранить только члены первого порядка. Тогда, используя теорию вероятности, определим математическое ожидание функций y_m . В (1) первое слагаемое является неслучайной величиной и его математическое ожидание является самой величиной, тогда

$$\bar{y}_m = y_m(\bar{x}_1, \dots, \bar{x}_n) + \mathbf{M} \left[\sum_{i=1}^n \frac{dy_m}{dx_j} (x_i - \bar{x}_j) \right] = y_m(\bar{x}_1, \dots, \bar{x}_n) + \sum_{i=1}^n \frac{dy_m}{dx_j} \mathbf{M}(x_i - \bar{x}_j) \tag{2}$$

В этом выражении $\mathbf{M}(x_i - \bar{x}_j) = 0$, если используются центрированные случайные величины, поэтому для центрированных случайных величин

$$\bar{y}_m = y_m(\bar{x}_1, \dots, \bar{x}_n). \tag{3}$$

Среднеквадратическое отклонение выходных параметров можно рассчитать по выражению

$$S_{y_m}^2 = \sum_{i=1}^n \left(\frac{dy_m}{dx_j} \right)^2 S_{x_i}^2 + 2 \sum_{i < j} \left(\frac{dy_m}{dx_s} \right) \left(\frac{dy_m}{dx_j} \right) r_{x_s x_j} S_{x_i} S_{x_j}. \tag{4}$$

Если x_i некоррелирован, т.е. $r_{x_i x_j} = 0$ при $i \neq j$, последнее выражение можно переписать в виде

$$S_{y_m}^2 = \sum_{i=1}^n \left(\frac{dy_m}{dx_i} \right)^2 S_{x_i}^2.$$

Таким образом, используя выражения (2) и (4), по заданным математическим ожиданиям внутренних параметров схемы \bar{x}_i , дисперсии S_{x_i} и коэффициентам корреляции $r_{x_i x_j}$ можно определить

математические ожидания и среднеквадратические отклонения случайных величин y_m . Тогда, сделав предположение, что ФПВ выходных параметров являются гауссовскими, можно найти вероятность обеспечения выходных параметров P_i по каждому из параметров

$$P_m (y_m \geq a_m) = 1 - \Phi \left(\frac{a_m - \bar{y}_m}{s_{y_m}} \right), \quad (5)$$

где $\Phi(Z) = \frac{1}{\sqrt{2p}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-t^2/2} dt$ – функция Гаусса.

Если выходные параметры y_i коррелированы, то коэффициенты корреляции можно легко рассчитать по выражению

$$r_{y_i y_j} s_{y_i} s_{y_j} = \sum_{k=1}^n \left(\frac{dy_i}{dx_k} \right) \left(\frac{dy_j}{dx_k} \right) s_{x_s}^2 + \sum_{k=1}^n \sum_{t=1, t \neq k}^n \left(\frac{dy_i}{dx_k} \right) \left(\frac{dy_j}{dx_t} \right) s_{x_k} s_{x_t} r_{x_s x_t}. \quad (6)$$

В этом случае многомерную функцию плотности вероятности выходных параметров можно записать так

$$\psi(y_1, \dots, y_m) = \frac{1}{(2p)^{\frac{m}{2}} s_{y_i} \sqrt{D}} \exp \left\{ -\frac{1}{2D} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m D_{ij} \frac{(y_i - \bar{y}_i)}{s_{y_i}} \frac{(y_j - \bar{y}_j)}{s_{y_j}} \right\}, \quad (7)$$

где D – определитель матрицы коэффициентов корреляции;

D_{ij} – алгебраическое дополнение элемента $r_{y_i y_j}$ в определителе D ;

$r_{y_i y_j}$ – коэффициенты корреляции между выходными параметрами y_i и y_j .

С учетом (7) результирующую вероятность обеспечения заданных выходных параметров можно рассчитать по выражению

$$P = \int_{a_1}^{b_1} \dots \int_{a_m}^{b_m} \frac{1}{(2p)^{\frac{m}{2}} s_{y_i} \sqrt{D}} \exp \left\{ -\frac{1}{2D} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m D_{ij} \frac{(y_i - \bar{y}_i)}{s_{y_i}} \frac{(y_j - \bar{y}_j)}{s_{y_j}} \right\} dy_1, \dots, dy_m.$$

В соответствии с приведенным алгоритмом проведен расчет вероятности обеспечения заданной нестабильности средней частоты и нелинейности модуляционной характеристики (МХ) частотного модулятора, в котором для повышения стабильности частоты используется транзисторный индуктивный элемент. При этом учитывалось, что нестабильность источника питания изменялась в пределах от $\pm 1\%$ до от $\pm 10\%$, температура изменялась в пределах $\pm 10^\circ$ от комнатной. Изменение напряжения влияет только на рабочую точку варикапа и ТИЭ, что учитывается в выражении (2). При этом использовались известные формулы, определяющие зависимость параметров эквивалентной схемы транзистора и варикапа от напряжения и температуры. Коэффициенты взаимной корреляции входных параметров определялись по традиционной методике с использованием статистических испытаний. Нестабильность частоты определялась как изменение резонансной частоты колебательного контура, индуктивность которого определялась ТИЭ, а в качестве емкости использовался варикап [4]. Нелинейность МХ определялась в соответствии с [5]. Графики зависимости нестабильности средней частоты ЧМ от нестабильности источника питания приведены на рис. 1. Линия 1 соответствует стабильности средней частоты при постоянном значении индуктивности. Линия 2 учитывает влияние зависимости индуктивности ТИЭ от изменения напряжения питания. Повышение стабильности примерно от 10^{-4} до $5 \cdot 10^{-5}$ обусловлено тем, что с ростом напряжения источника питания емкость варикапа уменьшается, а индуктивность ТИЭ возрастает, что приводит к компенсации нестабильности. Вероятность обеспечения заданной стабильности P с ростом нестабильности источника питания уменьшается.

На рис. 2 приведены графики зависимости МХ от нестабильности источника питания для девиации частоты 5% (линия 1) и 25% (линия 2), а также вероятности обеспечения заданной нелинейности, которая задавалась пределами интегрирования. Как видно из графиков, увеличение нестабильности источника питания приводит к повышению коэффициента нелинейности МХ, а вероятность обеспечения заданной нелинейности падает.

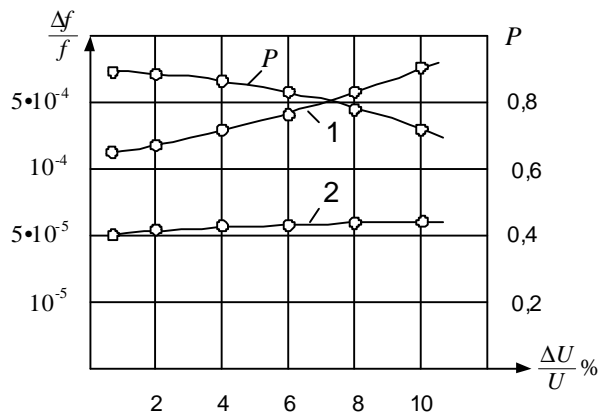


Рис. 1. Зависимость нестабильности средней частоты частотного модулятора и вероятности обеспечения заданной нестабильности от нестабильности источника питания

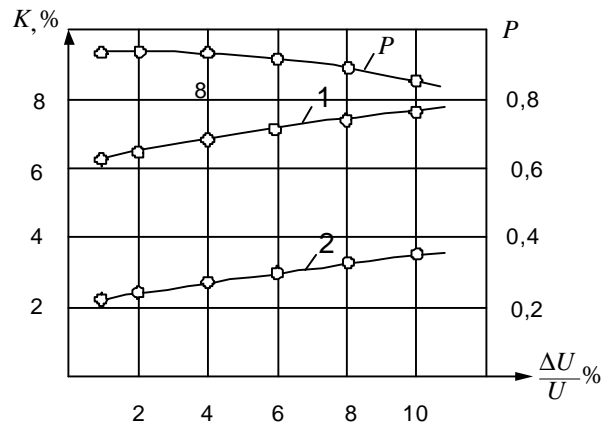


Рис. 2. Зависимость нелинейности модуляционной характеристики и вероятности ее обеспечения от нестабильности источника питания

Выводы

Таким образом, если известны уравнения связи выходных параметров РТУ с параметрами компонентов схем, допуски на них и ФПВ входных параметров, то, используя предложенный алгоритм, можно рассчитать вероятность обеспечения работоспособности этого устройства, которая определяет начальную надежность. Для повышения вероятности обеспечения заданных выходных параметров необходимо провести оптимизацию путем изменения допусков на параметры компонентов и изменение номиналов.

Приведенные результаты статистического анализа для частотного модулятора показывают, что вероятность обеспечения заданных параметров существенно уменьшается при увеличении нестабильности источников питания.

Литература

1. Алексеев В. А. Прогнозирование точности аналого-цифровых преобразователей на ранних этапах проектирования. / В. А. Алексеев, О. В. Михарева // Радиотехника. Вып. 155. 2008. – С. 330-334.
2. Ильин В. И. Машинное проектирование электронных схем. / В. И. Ильин. М.: Энергия. 1972. – 280 с.
3. Беляков Ю. Н. Методы статистических расчетов микросхем на ЭВМ. / Ю. Н. Беляков, Ю. А. Курнаев, Б.В. Баталов. – М.: Радио и связь, 1985. – 232 с.
4. Андреев В. С. Теория нелинейных электрических цепей. / В. С. Андреев. М.: Радио и связь, 1982. – 280 с.
5. ГОСТ 22866-77. Генераторы кварцевые, термины и определения. М.: Изд-во стандартов. 1978. – 7 с.

Надійшла до редакції
27.6.2010 р.

УДК 004.925

О.Н. РОМАНЮК, М.Д. ОБІДНИК

Вінницький національний технічний університет

АНАЛІТИЧНІ МЕТОДИ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ВІДБЛИСКУ

У статті запропоновано аналітичні методи ідентифікації відблиску з метою адаптивного вибору методів зафарбовування

Analytical methods for identification of blink was proposed.

Ключові слова: зафарбовування, складових кольору, відблиск.

Вступ

Комп'ютерна індустрія сьогодні стрімко розвивається в напрямку ефективної графічної візуалізації. Основні напрямки досліджень у ній пов'язані з підвищенням продуктивності та реалістичності. 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, багатоступінчастим 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 [1].

Характерною особливістю методів зафарбовування, які забезпечують високу реалістичність зображення, є розрахунок параметрів кожної точки зображення за алгоритмами, що потребують багато обчислень. В той же час, при відсутності відблисків на поверхні, використання простої і складної моделі освітлення дає ідентичний результат [2]. Взагалі відблиски на поверхні об'єкта складають у середньому 10 % поверхні. Тому використання складних з обчислювальної точки зору моделей освітлення для всього об'єкта недоцільно. Якщо на ділянці поверхні відблиск відсутній, то достатньо відтворити дифузну та фонову складові кольору. При ідентифікації відблиску або його частини в межах трикутника необхідно використовувати моделі освітлення, які враховують спекулярну складову кольору. Тобто концепція структурно-адаптивного зафарбовування полягає у попередньому аналізі значень складових кольору на трикутнику, з подальшим вибором як моделей освітлення, так і методів зафарбовування. При зафарбовуванні тривимірних зображень найтрудомісткішим є визначення спекулярної складової кольору. У зв'язку з цим, для вибору методу зафарбовування, важливо визначити наявність відблиску у межах трикутника, що і обумовлює актуальність даного дослідження.

Аналіз останніх досліджень

Зафарбовування тривимірних зображень передбачає обчислення фонові, дифузної і спекулярної складових кольору згідно функції тонування [1, 3]:

$$I = k_a I_a + k_d I_l (N \cdot \mathbf{L}) + k_s I_l (N \cdot \mathbf{H})^n \quad (1)$$

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, \mathbf{L}, \mathbf{V} – нормовані вектори у напрямку, відповідно, до джерела світла та спостерігача (рисунок 1), \mathbf{N} – вектор нормалі до поверхні, $\mathbf{H} = (\mathbf{L} + \mathbf{V}) / |\mathbf{L} + \mathbf{V}|$ [2].

Підготовчими для цього є процедури визначення відповідних нормалізованих векторів, 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, $\mathbf{V} \cdot \mathbf{R}, \mathbf{N} \cdot \mathbf{H}$.

Функція тонування в простих моделях, на відміну від складних, не включає розрахунок для кожної точки поверхні спекулярної складові кольору. До простих моделей відносять, наприклад, моделі Гуру 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 $I = k_s I_l (N \cdot \mathbf{H})^n$ у формулі (1), який відповідає за формування відблисків на поверхні, для Ламбертової моделі відсутній, тому її обчислювальна складність значно менша.

При ідентифікації відблисків можливі різні спрощення, що позначаються на точності аналізу. При цьому слід враховувати, що пропуск відблиску або його частини недопустимий, у той час, як його помилкова ідентифікація не критична, хоча й позначиться на часі формування об'єкта.

Для визначення типу взаємного розташування векторів нормалей існує декілька методів. Доведено, що частина відблиску знаходиться в межах трикутника, якщо виконується одна із умов [5]:

$$a) \cos u > 0, \cos J < 0, \mathbf{N}_1 \cdot \mathbf{H} \geq q;$$

- б) $\cos u < 0, \cos J > 0, \vec{N}_2 \cdot \vec{H} \geq q$;
 в) $\cos u > 0, \cos J > 0, ((\vec{N}_1 \times \vec{N}_2) \times \vec{H}) \cdot (\vec{N}_1 \times \vec{N}_2) \geq q$,

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 цього методу полягає в тому, що не ідентифікується відблиск за умови, коли він повністю розташований у межах трикутника. Крім того, метод характеризується значними обчислювальними витратами на виконання векторних операцій.

Розроблено метод [6] 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 1), досягається при умовах:

$$t_1 = \frac{\cos c \cdot \cos y - \cos a}{(\cos y - 1)(\cos a + \cos c)},$$

$$t_2 = \frac{\cos c \cdot \cos q - \cos D}{(\cos q - 1)(\cos D + \cos c)},$$

$$t_3 = \frac{\cos a \cdot \cos e - \cos D}{(\cos e - 1)(\cos D + \cos a)}.$$

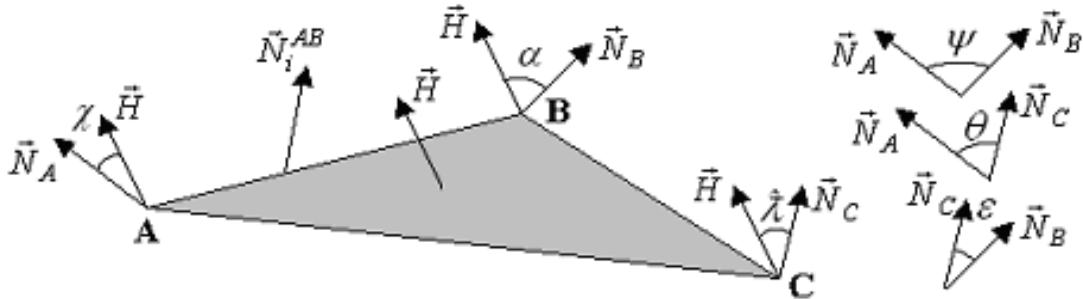


Рис. 1. Вектори нормалей трикутника ABC

Залежно від значення спекулярної складової кольору вибирають метод і модель освітлення.

Недоліком цього методу є те, що він не ідентифікує випадок повного розміщення відблиску всередині трикутника.

Постановка задачі

Розробити метод визначення наявності спекулярної складової кольору у межах трикутника аналітичним способом для полігональної моделі графічної сцени з метою підвищення продуктивності кінцевої візуалізації.

Розв’язання задачі

Метод ідентифікації відблиску на основі рівняння поверхні другого порядку інтенсивності кольору. Для подання інтенсивності кольору внутрішніх точок полігону в аналітичному вигляді можна побудувати рівняння поверхні другого порядку. Його загальний вигляд задається поліномом:

$$I(x, y) = Ax^2 + By^2 + Cxy + Dx + Ey + F. \quad (2)$$

Щоб скласти таке рівняння для конкретного трикутного полігону, необхідно визначити невідомі коефіцієнти A, B, C, D, E та F . Для цього визначається інтенсивність кольору в шести вибіркових точках трикутника $I_1, I_2, I_3, I_{12}, I_{13}, I_{23}$ (рисунок 2). Значення I_1, I_2, I_3 можна отримати, розрахувавши їх за Фонгом [2, 3], оскільки на вхід подаються вектори нормалей цих точок. Точки I_{12}, I_{13}, I_{23} вибираються так, щоб рівномірніше розташувати вибіркові точки на трикутнику, а отже, більш точно апроксимувати спектральну складову інтенсивності кольору.

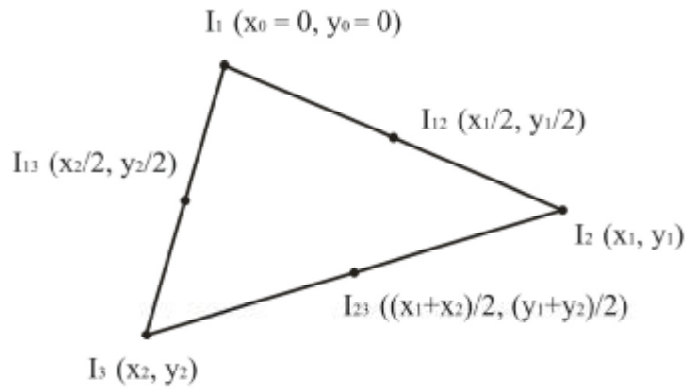


Рис. 2. Вибіркові точки трикутника

Доведемо, що вектор нормалі в середній точці ребра трикутника розраховується за формулою:

$$N_s = \frac{\vec{N}_1 + \vec{N}_2}{\sqrt{2 - 2N_1 \cdot N_2}}, \quad (3)$$

де \vec{N}_1, \vec{N}_2 – вектори нормалей на кінцях ребра.

Доведення:

Нехай:

- \vec{N}_1, \vec{N}_2 – нормалізовані вектори нормалей на кінцях ребра, що задають кривизну трикутника;

- φ – кут між \vec{N}_1 та \vec{N}_2 ;

- Вхідний трикутник рівномірно кривий, тобто \vec{N}_{1+2} та \vec{N}_s – колінеарні, де $\vec{N}_{1+2} = \vec{N}_1 + \vec{N}_2$, а \vec{N}_s – нормалізований вектор нормалі у середній точці ребра ($|\vec{N}_s| = 1$);

- $\vec{N}_M = \vec{N}_{1+2} / 2$.

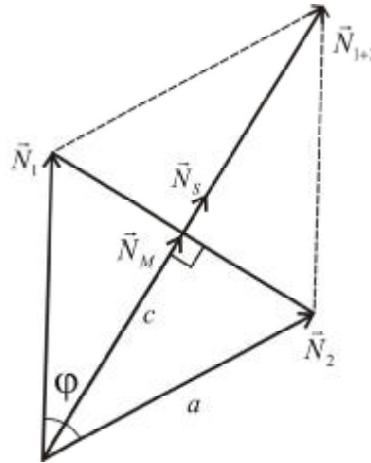


Рис. 3. Суміщені вектори нормалей кінців ребра

Початкові точки векторів $\vec{N}_1, \vec{N}_2, \vec{N}_{1+2}, \vec{N}_s, \vec{N}_M$ зводяться в одну точку, як показано на рисунку 3.

Оскільки вектори додаються за правилом паралелограма, а $|\vec{N}_1| = |\vec{N}_2| = 1$ (вони нормалізовані), то фігура, показана на рисунку 3, є ромбом. Діагоналі ромба у точці перетину діляться навпіл, є взаємоперпендикулярними та ділять кут між ребрами навпіл.

Вводяться позначення a, c та g , де:

$$a = |\vec{N}_2| = 1, \quad c = |\vec{N}_M|, \quad \vec{N}_s = g \cdot \vec{N}_M.$$

З представлених даних випливає, що:

$$|\vec{N}_s| = g \cdot |\vec{N}_M| \Rightarrow 1 = g \cdot c.$$

З рисунка 2 видно, що:

$$\sin(\varphi / 2) = c / a = c / 1 = c.$$

Відомо, що:

$$\sin(\varphi / 2) = \sqrt{\frac{1 - \cos \varphi}{2}}.$$

Отже:

$$g = \frac{1}{c} = \sqrt{\frac{2}{1 - \cos \varphi}},$$

$$\vec{N}_s = g \cdot \vec{N}_M = \sqrt{\frac{2}{1 - \cos \varphi}} \cdot \frac{\vec{N}_1 + \vec{N}_2}{2} = \frac{\vec{N}_1 + \vec{N}_2}{\sqrt{2 - 2\cos \varphi}}.$$

За визначенням скалярного добутку, та врахувавши, що $|\dot{N}_1| = |\dot{N}_2| = 1$:

$$\dot{N}_1 \cdot \dot{N}_2 = |\dot{N}_1| \cdot |\dot{N}_2| \cdot \cos(j) = \cos(j).$$

Отже:

$$\dot{N}_s = \frac{\dot{N}_1 + \dot{N}_2}{\sqrt{2 - 2\cos(j)}} = \frac{\dot{N}_1 + \dot{N}_2}{\sqrt{2 - 2 \cdot \dot{N}_1 \cdot \dot{N}_2}}.$$

Для визначення інтенсивності кольору в точках I_{12} , I_{13} , I_{23} знаходяться вектори нормалей за формулою (3). Для них обчислюється значення інтенсивності кольору. Це дає змогу побудувати систему шести рівнянь з шести невідомими.

Для визначення невідомих коефіцієнтів рівняння (1) A, B, C, D, E, F складається система рівнянь:

$$\begin{cases} I_1 = F, \\ I_2 = Ax_1^2 + By_1^2 + Cx_1y_1 + Dx_1 + Ey_1 + F, \\ I_3 = Ax_2^2 + By_2^2 + Cx_2y_2 + Dx_2 + Ey_2 + F, \\ I_{12} = A\frac{x_1^2}{4} + B\frac{y_1^2}{4} + C\frac{x_1y_1}{4} + D\frac{x_1}{2} + E\frac{y_1}{2} + F, \\ I_{13} = A\frac{x_2^2}{4} + B\frac{y_2^2}{4} + C\frac{x_2y_2}{4} + D\frac{x_2}{2} + E\frac{y_2}{2} + F, \\ I_{23} = A\frac{(x_1+x_2)^2}{4} + B\frac{(y_1+y_2)^2}{4} + C\frac{(x_1+x_2)(y_1+y_2)}{4} + D\frac{(x_1+x_2)}{2} + E\frac{(y_1+y_2)}{2} + F. \end{cases}$$

Система має такий розв'язок [7]:

$$\begin{aligned} F = I_1, E &= \frac{C_3x_2 - C_2x_3}{x_2y_3 - y_2x_3}, D = \frac{C_2y_3 - C_3y_2}{x_2y_3 - y_2x_3}, C = \frac{2C_{12} - Ax_2^2 - Bx_2y_2}{y_2^2}, \\ B &= \frac{(4C_{13}y_2 - C_{23}y_3)D_{23} - (4C_{12}y_3 - C_{23}y_2)D_{32}}{E_{32}D_{23} - E_{32}D_{32}}, \\ A &= \frac{(4C_{12}y_3 - C_{23}y_3)E_{32} - (4C_{13}y_2 - C_{23}y_3)E_{23}}{E_{32}D_{23} - E_{32}D_{32}}, \end{aligned}$$

де $C_2 = 4I_{12} - 3I_1 - I_2, C_{12} = I_1 + I_2 - 2I_{12}, C_3 = 4I_{13} - 3I_1 - I_3,$
 $C_{13} = I_1 + I_3 - 2I_{13}, C_{23} = 4I_1 - 4I_{12} - 4I_{13} + 4I_{23},$
 $D_{23} = (2x_2^2y_3 - 2x_2y_2x_3), D_{32} = 2y_2x_3^2 - 2x_2x_3y_3,$
 $E_{23} = x_2y_2y_3 - y_2^2x_3, E_{32} = y_2x_3y_3 - x_2y_3^2.$

Для визначення точки екстремуму поверхні другого порядку знаходяться частинні похідні рівняння (1) по x та y і прирівнюються до нуля.

Система рівнянь частинних похідних рівняння поверхні другого порядку має вигляд:

$$\begin{cases} \frac{\partial I}{\partial x} = 2Ax + Cy + D = 0, \\ \frac{\partial I}{\partial y} = 2By + Cx + E = 0. \end{cases} \quad (4)$$

Розв'язком утвореної системи (4) є точка максимальної (мінімальної) інтенсивності кольору. З першого рівняння системи (4) виражається змінна x :

$$x = \frac{-Cy + D}{2A}.$$

Отримане значення x підставляється у друге рівняння системи (4)

$$2By + C \cdot \left(\frac{-Cy + D}{2A} \right) + E = 0. \quad (5)$$

Після спрощень рівняння (5) має вигляд

$$4ABy - C^2y - CD + 2AE = 0. \quad (6)$$

З рівняння (6) знаходиться ордината y :

$$y = \frac{CD - 2AE}{4AB - C^2}.$$

Аналогічні дії виконуються для знаходження абсциси x :

$$x = \frac{CE - 2BD}{4AB - C^2}.$$

Розв'язком системи частинних похідних будуть координати екстремуму, тобто точки, що належить поверхні другого порядку (2) та має найбільше значення інтенсивності

$$\left(\frac{CE - 2BD}{4AB - C^2}, \frac{CD - 2AE}{4AB - C^2} \right)$$

Епіцентр (точка, що має максимальну інтенсивність кольору) лежить у площині трикутника, але може знаходитись як в межах трикутника, так і поза ним. Для визначення типу розміщення епіцентру існує багато відомих способів.

Одним зі способів ідентифікації належності точки трикутнику може використовуватися алгоритм, описаний далі.

Якщо при послідовному обході вершин в одному напрямку з'ясовується, що задана точка і вершина $(n+2)$ лежать по різні боки від сторони, що сполучає поточну вершину n і вершину $(n+1)$, то робиться висновок, що точка не належить трикутнику, і процес переривається. Якщо обхід вершин не був перерваний, то робиться висновок, що точка належить трикутнику.

Розміщення епіцентру на трикутнику свідчить про наявність відблиску на його поверхні. В свою чергу, розміщення епіцентру інтенсивності поза трикутником не гарантує відсутності відблиску на зафарбовуваному полігоні. У такому випадку максимальна інтенсивність кольору зафарбовуваного трикутника буде зосереджена на його ребрі або у вершині.

Метод ідентифікації відблиску на основі квадратичного рівняння інтенсивності кольору. Квадратичні рівняння задають криві на площині, а не поверхню в тривимірному просторі. Тому ними можна задати аналітичний вигляд інтенсивності кольору лише для прямих ліній. Перевагою квадратичних рівнянь над рівняннями поверхні є суттєва відмінність у складності їх побудови та розрахунку. Такі рівняння доцільно застосовувати для ідентифікації відблиску на ребрах полігону (зазвичай трикутник). Перевіривши по черзі кожне з ребер трикутника, можна визначити чи буде відблиск перетинати його периметр. Винятком для такого методу ідентифікації буде випадок, коли відблиск повністю знаходиться всередині трикутника.

Параметричне квадратичне рівняння інтенсивності кольору на ребрі полігона має вигляд:

$$I_{i,t} = A_i \cdot t^2 + B_i \cdot t + C_i, \quad (7)$$

де t – параметрична змінна, i – номер поточного ребра.

Для знаходження невідомих коефіцієнтів A_i , B_i , C_i необхідно скласти систему 3-х рівнянь. Тому потрібно визначити інтенсивність в трьох точках ребра. Можна скористатись формулою (2) для визначення вектору нормалі в точці, що ділить ребро навпіл. Для побудови системи рівнянь з трьома невідомими задаються такі початкові умови:

- вибирається початкова та кінцева точки (крайні точки ребра полігону);
- початковій точці присвоюється значення параметра $t=0$;
- кінцевій точці присвоюється значення параметра $t=1$;
- точці, що ділить навпіл ребро полігона, присвоюється значення параметра $t=1/2$.

При $t = 0$, $I_{i,0} = C_i$. У кінцевій точці ребра $t = 1$, тому $I_{i,1} = A_i + B_i + C_i$. У середній точці ребра $t = 1/2$, тому $I_{i,c} = A_i/4 + B_i/2 + C_i$. Відповідно до цих умов утворюється система рівнянь:

$$\begin{cases} I_{i,l} = C_i, \\ I_{i,p} = A_i + B_i + C_i, \\ I_{i,c} = \frac{A_i}{4} + \frac{B_i}{2} + C_i, \end{cases}$$

Розв'язком представленої системи рівнянь є [1]:

$$\begin{aligned} A_i &= 2 \cdot (I_{i,p} - 2 \cdot I_{i,c} + I_{i,l}), \\ B_i &= 4 \cdot I_{i,c} - I_{i,p} - 3 \cdot I_{i,l}, \\ C_i &= I_{i,l}. \end{aligned}$$

Параметричне квадратичне рівняння інтенсивності кольору (7) після підстановки розрахованих значень коефіцієнтів A_i , B_i , C_i , набуває вигляду [1]:

$$I_{i,t} = 2(I_{i,p} - 2 \cdot I_{i,c} + I_{i,l}) \cdot t^2 + (4 \cdot I_{i,c} - I_{i,p} - 3 \cdot I_{i,l}) \cdot t + I_{i,l}. \quad (8)$$

Для визначення параметра t , при якому інтенсивність кольору набуває свого максимального

значення (t_e), необхідно знайти похідну параметричного рівняння (7) та прирівняти її до нуля:

$$\frac{dI}{dt} = 2A_i \cdot t_e + B_i = 0.$$

Розв'язком отриманого рівняння буде:

$$t_e = \frac{-B_i}{2A_i}.$$

Після підстановки розрахованих значень коефіцієнтів отримуємо:

$$t_e = \frac{-(4 \cdot I_{i,c} - I_{i,p} - 3 \cdot I_{i,l})}{2 \cdot 2(I_{i,p} - 2 \cdot I_{i,c} + I_{i,l})} = \frac{-4 \cdot I_{i,c} + I_{i,p} + 3 \cdot I_{i,l}}{4(I_{i,p} - 2 \cdot I_{i,c} + I_{i,l})}.$$

Якщо значення t_e знаходиться на проміжку $[0,1]$, то це означає, що точка екстремуму належить відрізку прямої, для якої ми знайшли параметричне квадратичне рівняння інтенсивності кольору, тобто вона розміщена на ребрі. Якщо ні, то відповідна точка розміщена поза ребром полігону. Для більшості трикутників аналіз всіх ребер покаже, що хоча б для одного з них буде виконуватись нерівність

$$0 \leq t_e \leq 1. \quad (9)$$

Тому постає необхідність введення порогового значення інтенсивності для перевірки того, чи належить точка екстремуму, що розміщена на ребрі трикутника, відблиску. Спекулярна складова інтенсивності кольору визначається за Фонгом [2, 3]. В ній фігурує косинус кута між векторами, що задають напрямок джерела світла та напрямок зору спостерігача. Тому максимально можливе значення інтенсивності кольору можна визначити так:

$$I_m = I_l \cdot k_s,$$

де I_l – інтенсивність світла джерела освітлення, а k_s – коефіцієнт дзеркального відбиття, який визначає питому вагу дзеркально відбитого світла в загальному відбитому світлі.

Порогове значення інтенсивності кольору має складати відсоткову частину максимальної інтенсивності, тобто

$$I_p = I_m \cdot h,$$

де h – пороговий коефіцієнт, значення якого можна встановлювати у межах $0 < h < 1$, залежно від поставлених вимог до якості зображення, що формується.

При виявленні умови (9) під час аналізу ребер, необхідно перевірити таку умову:

$$I_{i,t_e} > I_p. \quad (10)$$

Якщо умова (10) виконується, то відблиск перетинає периметр полігону і аналіз наступних ребер припиняється.

Отже, для реалізації методу ідентифікації відблиску на основі квадратичного рівняння інтенсивності кольору необхідно виконати такі дії:

- визначити інтенсивність кольору в трьох вибіркових точках;
- розрахувати параметричну змінну t_e , при якій інтенсивність кольору набуває свого максимального значення;
- розглянути приналежність отриманої точки ребру (умова (9));
- якщо точка з максимальним значенням інтенсивності кольору розташована на ребрі, то це значення порівнюється з пороговим.

Висновки

Для реалізації структурно-адаптивної концепції зафарбовування [2] розроблено методи ідентифікації відблисків, які дозволяють визначити факт перетину ребром трикутника частини відблиску або його розміщення всередині трикутника.

Достоїнством методу ідентифікації відблиску на основі рівняння поверхні другого порядку інтенсивності кольору є ідентифікація такого типу розміщення відблиску, коли він повністю знаходиться в трикутнику і не має перетину з його ребрами.

Метод ідентифікації відблиску на основі квадратичного рівняння інтенсивності кольору дозволяє визначити перетин відблиску з периметром трикутника, враховуючи пороговий коефіцієнт, який можна встановлювати у межах $0 < h < 1$, залежно від поставлених вимог до якості зображення.

Отримано формулу (3) для розрахунку вектора нормалі на середині ребра трикутника.

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. Романюк О. Н. Адаптивне використання різних методів зафарбовування при формуванні тривимірних графічних фігур / О. Н. Романюк // Нові технології. – 2005. – № 3 (9). – С. 78– 86.
3. Херн Д., Бейкер М. Компьютерная графика и стандарт OpenGL / Д. Херн, М. Бейкер. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2005. – 1168 с.
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. 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.
6. Романюк О. Н. Метод прискороного зафарбовування тривимірних поверхонь з урахуванням їх локальної кривизни / О. Н. Романюк // Вісник Східноукраїнського національного університету. – 2008. – № 12 (130). – С. 166– 172.
7. Romanyuk O., Hast A. A method for accelerated computation of color intensities for shading of three-dimensional graphics objects / O. Romanyuk, A. Hast // Współczesne problemy informatyki. Algorytmy i modelowanie. Wydawnictwo Wyższej Szkoły Menedżerskiej, Legnica 2007. – P. 213– 227.

Надійшла до редакції
25.6.2010 р.

УДК 681.3

О.В. БОЙЧЕНКО

Кримський юридичний інститут Одеського державного університету внутрішніх справ

ОПТИМІЗАЦІЯ РОБОТИ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ СПЕЦІАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

Розглядаються питання проблематики застосування сучасних управлінських інформаційно-телекомунікаційних систем в діяльності органів внутрішніх справ. Запропонована математична модель оптимізації застосування відомчих інформаційно-пошукових систем через алгоритм пошуку найкоротшого шляху між структурними елементами інтегрованого банку даних МВС.

The questions of problems of application of the modern administrative informative-telecommunication systems in activity of organs of internal affairs are examined. The mathematical model of optimization of the department informative-search systems usage through the algorithm of search of the shortest way between the structural elements of computer-integrated data bank of the MIA is offered.

Ключові слова: інформаційно-телекомунікаційні системи, математична модель, алгоритм пошуку найкоротшого шляху, протоколи маршрутизації, інтегрований банк даних.

Вступ

Постановка проблеми. Оперативне реагування правоохоронних органів на динаміку змін оперативної обстановки для забезпечення необхідного рівня стану громадського порядку, залученні необхідних сил та засобів з метою захисту конституційних прав і свобод громадян, потребує все більшого застосування сучасних управлінських інформаційно-телекомунікаційних систем.

Поряд із зазначеним, одним із критеріїв ефективності застосування таких систем, що в цілому визначають результат діяльності органів внутрішніх справ, є своєчасність отримання і надання інформації для ухвалення правильних рішень, а саме швидкість обміну достовірними та необхідними інформаційними даними.

Тому для оптимізації процесу обміну інформаційними даними в відомчих інформаційно-пошукових системах інтегрованого банку даних МВС вже недостатнім є тільки збільшення швидкості передачі даних. Актуальним є вирішення завдання пошуку найкоротшого шляху для отримання необхідних даних, що визначено існуванням достатньо великої кількості можливих шляхів. Сучасність потребує використання відповідного програмного забезпечення для реалізації алгоритму пошуку найкоротших маршрутів між складовими інформаційно-аналітичної системи МВС з обов'язковим урахуванням пропускнуєї спроможності мережі.

Аналіз останніх досліджень. Питання розробки та впровадження різноманітних моделей та алгоритмів для підвищення ефективності застосування управлінських інформаційно-телекомунікаційних систем спеціального призначення розглядалися в роботах таких видатних фахівців, як Р. Бараненко, В. Козел, Е. Дроздова, О. Плотников, Ю. Бардачов, Н. Соколова, В. Ходаков, О. Оре, С. Гудман, С. Хідітміємі та інших. Слід зазначити, що проаналізовані існуючі алгоритми пошуку найкоротшого шляху [1-4] є доволі складними для програмної реалізації, відзначаються великою обчислювальною складністю і не забезпечують необхідної швидкості пошуку інформаційних даних при застосуванні розгалужених інформаційно-аналітичних систем спеціального призначення з великою кількістю інформаційно-пошукових систем функціонального призначення та зв'язків між ними.

Метою роботи є розробка швидкодіючого алгоритму пошуку найкоротшого шляху між

інформаційно-пошуковими підсистемами розгалуженої інформаційно-аналітичної системи спеціального призначення на основі математичної моделі процесу пошуку найкоротшого шляху для оптимізації роботи інтегрованого банку даних МВС.

Основний матеріал

Класичним підходом до вирішення завдання пошуку найкоротшого шляху між підсистемами в інформаційно-аналітичній системі спеціального призначення є застосування методу моделювання за допомогою графів для вибору оптимального маршруту (рис. 1).

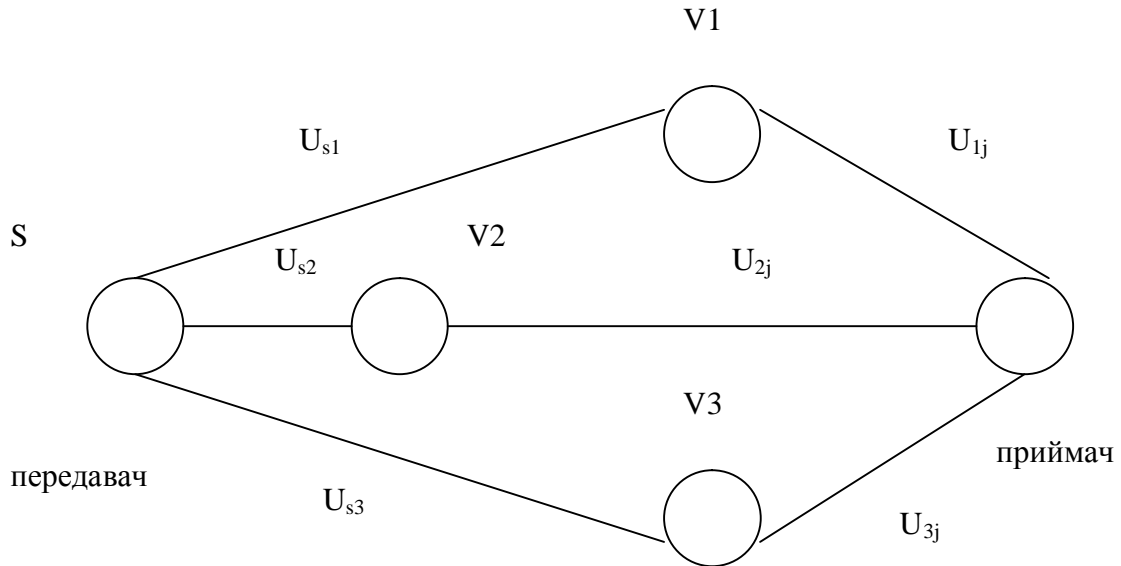


Рис. 1. Граф відстаней між інформаційними підсистемами у складі інформаційно-аналітичної мережі спеціального призначення

Завдання про найкоротший шлях на графі в загальному вигляді може бути сформульовано таким чином [3]. Дано неорієнтований граф $G(V, U)$. Кожному ребру цього графа приписано деяке число, яке називають довжиною ребра. У окремих випадках $l(u)$ може бути відстанню між вершинами, що сполучаються ребром, часом або вартістю переміщення по цьому ребру і т. ін. При цьому довжина будь-якого ланцюга може характеризуватися наступним виразом:

$$l(\mu) = \sum_{u \in \mu} l(u) \tag{1}$$

Завдання полягає у виборі шляху для двох довільних вершин a і b графа G так, щоб його повна довжина була найменшою. Виходячи з цього, завдання можна представити як завдання оптимізації.

Завдання оптимізації формулюється в загальному вигляді [4], коли задані множина X і функція $f(x)$, визначена на X ; і потрібно знайти точки мінімуму функції f на X , отримуємо наступний запис:

$$f(x) > \min_{x \in X} \tag{2}$$

При цьому f називається цільовою функцією, X – безліччю рішень, будь-який елемент $x \in X$ – рішенням задачі.

Необхідно знайти точку глобального мінімуму функції f на множині X таку, що

$$f(x^0) = \min_{x \in X} f(x) \tag{3}$$

Це завдання вирішується за допомогою методів дослідження операцій і засобів теорії прийняття рішень [5-7].

Завдання вибору маршруту з декількох можливих на практиці вирішують маршрутизатори – пристрої, що збирають інформацію про топологію міжмережових з'єднань і на її підставі пересилають пакети мережевого рівня в мережу призначення. Щодо протоколів маршрутизації, то вони можуть бути побудовані на основі різних алгоритмів, що відрізняються способами побудови таблиць маршрутизації, способами вибору якнайкращого маршруту і іншими особливостями своєї роботи [8].

Для пошуку найкоротшого маршруту пропонується використовувати алгоритм SPF (Shortest Path First), розроблений Дейкстрой [9]. Відповідно до цього алгоритму найкоротший шлях між вершинами графа рівний [3]:

$$u_j = \min \{u_i + d_{ij}\} \tag{4}$$

де d_{ij} - відстані в мережі між суміжними вузлами V_i і V_j ;

u_j - найкоротший шлях між «джерелом» – S і V_j -м вузлом;

u_i - найкоротший шлях між «джерелом» S і V_i - попереднім вузлом в мережі.

Для великих гетерогенних мереж реалізацією алгоритму SPF є протокол OSPF (Open Shortest Path First) [10]. У OSPF процес побудови таблиці маршрутизації розбивається на два крупні етапи. На першому етапі кожен маршрутизатор будує граф зв'язків мережі, в якому вершинами графа є маршрутизатори і IP-мережі, а ребрами – інтерфейси маршрутизаторів. Всі маршрутизатори для цього обмінюються зі своїми сусідами тією інформацією про графу мережі, яку вони мають в своєму розпорядженні до даного моменту часу. Другий етап полягає в знаходженні оптимальних маршрутів за допомогою отриманого графа. Кожен маршрутизатор вважає себе центром мережі і шукає оптимальний маршрут до кожної відомої йому мережі. У кожному знайденому таким чином маршруті запам'ятовується тільки один крок – до наступного маршрутизатора, відповідно до принципу однокрокової маршрутизації. Дані про цей крок і потрапляють в таблицю маршрутизації.

Зважаючи на складність та трудомісткість завдання знаходження оптимального шляху на графі [1-4], пропонується застосування алгоритму SPF, який має за основу базу даних стану зв'язків та обчислює найкоротші шляхи між заданою вершиною S графа і рештою всіх вершин. Результатом роботи алгоритму є таблиця, де для кожної вершини V графа вказаний список ребер, що сполучають задану вершину S з вершиною V по найкоротшому шляху.

Для розробки зазначеного алгоритму приймемо наступні умовні скорочення:

S – задана вершина (джерело шляхів);

E – безліч оброблених вершин, тобто вершин, найкоротший шлях до яких вже знайдений;

R – безліч вершин графа, що залишилися (тобто безліч вершин графа за вирахуванням безлічі E);

O – впорядкований список шляхів.

Пропонований алгоритм складається з повторюваних виконань наступних кроків:

1. Ініціалізувати $E=\{S\}$, $R=\{\text{всі вершини графа, окрім } S\}$. Помістити в O всі односегментні (завдовжки в одне ребро) шляхи, що починаються з S , відсортувавши їх в порядку зростання метрик.

2. Якщо O порожній або перший шлях в O має нескінченну метрику, то відзначити всі вершини в R як недосяжні і закінчити роботу алгоритму.

3. Розглянемо P – найкоротший шлях в списку O . Видалити P з O . Хай V – останній вузол в P .

Якщо V належить E , перейти на крок 2; інакше P є найкоротшим шляхом з S в V ; перенести V з R в E .

4. Побудувати набір нових шляхів, що підлягають розгляду, шляхом додавання до шляху P всіх односегментних шляхів, що починаються з V . Метрика кожного нового шляху рівна сумі метрики P і метрики відповідного односегментного відрізання, що починається з V . Додати нові шляхи у впорядкований список O , помістивши їх на місця відповідно до значень метрик. Перейти на крок 2.

Протокол OSPF дозволяє зберігати в таблиці маршрутизації декілька маршрутів до однієї мережі. Якщо такі записи утворюються в таблиці маршрутизації, то маршрутизатор реалізує режим балансу завантаження маршрутів (load balancing), відправляючи пакети поперемінно по кожному з маршрутів.

До недоліків протоколу OSPF слід віднести його обчислювальну складність, яка швидко росте із збільшенням розмірності мережі. Для подолання цього недоліку в протоколі OSPF вводиться поняття області мережі (area). Маршрутизатори, що належать деякій області, будують граф зв'язків тільки для цієї області, що скорочує розмірність мережі.

Висновки

Таким чином, застосування запропонованої математичної моделі процесу пошуку найкоротшого шляху між інформаційними підсистемами у складі розгалуженого інтегрованого банку даних МВС та алгоритму пошуку найкоротшого шляху на основі протоколу маршрутизації OSPF дозволить оптимізувати роботу відомчої інформаційно-аналітичної системи МВС через реалізацію режиму балансу завантаження маршрутів, що в кінцевому результаті забезпечить оперативне, повне та достовірне отримання необхідної інформації будь-якому співробітнику органів внутрішніх справ при виконання службових обов'язків.

Література

1. Бараненко Р.В. Оптимизация работы корпоративных компьютерных сетей / Р.В. Бараненко, В.Н. Козел, Е.А. Дроздова, А.О. Плотников // Научный журнал ААЭКС. – М., 2004. – № 1 (13). – С. 25-29.
2. Бардачев Ю.Н. Основы дискретной математики: учебное пособие [для студ. высш. учебн. завед.] / Ю.Н. Бардачев, Н.А. Соколова, В.Е. Ходаков. – Херсон: ХГТУ, 2000. – 356 с.
3. Оре О. Теория графов: монография / О.Оре. – М.: Наука, 1968. – 365 с.
4. Гудман С. Введение в разработку и анализ алгоритмов: учебное пособие [для студ. высш. учебн. завед.] / С. Гудман, С. Хидитмиеми. – К.: Вища школа, 1985. – 350с.
5. Коршунов Ю.М. Математические основы кибернетики: учебное пособие [для студ. высш. учебн. завед.] / Коршунов Ю.М. – М.: Энергия, 1980. – 424 с.
6. Петров Э.Г. Методы и средства принятия решений в социально-экономических и технических системах: учебное пособие [для студ. высш. учебн. завед.] / Э.Г. Петров, М.В. Новожилова, И.В. Гребенник, Н.А. Соколова. – Херсон: ОЛДІ – плюс, 2003. – 380 с.

7. Зайченко Ю.П. Исследование операций: монография / Зайченко Ю.П. – К.: Выща школа, 1986. – 222 с.
8. Горелик В.А. Исследование операций: монография / В.А. Горелик, И.А. Ушаков. – М.: Машиностроение, 1986. – 288 с.
9. Dijkstra E. Cooperating Sequential Processes / Dijkstra E. – Technological University, Eindhoven, The Netherlands, 1965. – 345 P.
10. Олифер В.Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: монография / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. – СПб.: Питер, 2001. – 672 с.

Надійшла до редакції
3.6.2010 р.

УДК 681.5.013

Р.В. ВАКАР

Науково-дослідний центр Збройних Сил України «Державний океанарієм»

ПРОГРАМНА АРХІТЕКТУРА МОДЕЛЮЮЧОГО КОМПЛЕКСУ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ РУХОМ АВТОНОМНОГО ПІДВОДНОГО АПАРАТА

Наводяться типові архітектури побудови систем автоматичного керування автономних підводних апаратів. Запропонована трирівнева програмна архітектура системи автоматичного керування для подальшого комп'ютерного моделювання руху АПА.

In this article there are presented typical structures of modeling automatic control systems for AUVs. I propose three-level software architecture of automatic control system for further computer simulation of AUV motion.

Ключові слова: система автоматичного керування, автономний підводний апарат

На думку багатьох військово-морських експертів, вже в найближчому майбутньому можуть з'явитися підводні роботизовані системи зі штучним інтелектом, що дозволить з високим ступенем вірогідності розпізнавати і знищувати конкретні цілі [1].

За заявою Міністерства оборони США розроблена довгострокова програма розвитку автономних систем військового призначення. «*Unmanned Systems Integrated Roadmap*» (USIR) [2]. Дана програма відображає основні напрями розвитку робототехнічних систем військового призначення, у тому числі і підводних, на період з 2009 по 2034 рік.

Основним напрямком у розвитку підводних роботів за вказаною програмою зарубіжні аналітики вважають створення високоінтелектуальних систем автоматичного керування (САК) автономних підводних апаратів (АПА).

При цьому одним із важливих моментів, на який звертають увагу автори даного документа, є розробка універсальних алгоритмів, які використовуються в САК автономних роботизованих систем. Таким чином можлива паралельна розробка і удосконалення програмних модулів САК об'єктів, що діють в різних середовищах (повітряному, морському, наземному) і вирішують близькі завдання. Виконання даної вимоги дозволить не тільки скоротити вартість систем, що розробляються, але і в найкоротші терміни реалізувати поставлені завдання з розробки нових алгоритмів управління.

Таким чином, дані програмні модулі і алгоритми повинні бути об'єднані в загальну структуру системи управління вибраного автономного об'єкту стосовно вирішуваного ним кола завдань.

Це припускає перш за все синтез архітектурної конфігурації як програмного, так і апаратного забезпечення роботизованої системи.

Стосовно АПА і виходячи зі специфіки вирішуваних завдань можлива побудова різних архітектурних конфігурацій моделі САК.

Спочатку в АПА використовувалися відносно прості системи (аналогові модулі, мікропрограмні автомати), реалізовані на основі мікросхем низького і середнього рівнів інтеграції. Структури бортових систем АПА ґрунтувалися на використанні аналого-цифрового обміну між модулями та інтерфейсом інформаційної магістралі. Така структура була розрахована на стандартне включення модулів в систему і здійснення порівняно простих робочих функцій. Обмін інформацією між конструктивно-функціональними модулями здійснювався на основі природних зв'язків і сигналів, а їх перетворення до єдиної форми проводилося в центральному програмному пристрої, який був «провідним» модулем структури. Апарати такого класу могли виконувати не дуже складні оглядово-пошукові роботи, а завдання для них були лінійними програмами [3].

Під час виконання тривалих місій такими апаратами здійснюють вплив ефекти невизначеності і неповного знання про навколишнє середовище. Отже, якщо для АПА з невеликим радіусом дії можуть бути використані детально специфіковані програми-завдання, то для далекодіючого АПА такий підхід з великою вірогідністю зазнаватиме невдачі: під час виконання місії можуть виникнути обставини, не враховані оператором. Такий АПА повинен мати можливість коректувати свої плани у міру виникнення

непередбачених ситуацій. Це вимагає ускладнення конфігурації САУ АПА.

Як приклад розглянемо архітектуру програмного забезпечення (ПЗ), що використана в апаратах Інституту проблем морських технологій Далекосхідного відділення Російської академії наук (ІПМТ ДСВ РАН) [3].

Архітектура ПЗ АПА має три рівні ієрархії з наступним розподілом функцій (рисунок 1).

Нижній (виконуючий) рівень системи забезпечує рефлекторні функції апарата. Для цього він містить повний набір регуляторів, драйвери бортових пристроїв, навігаційну систему і процеси нижнього рівня контрольно-аварійної системи. Останні повинні забезпечувати безпеку АПА при безпосередній загрозі (поява води в контейнерах, стан бортового живлення, наявність перешкод і т.п.). Контрольно-аварійна система (КАС) нижнього рівня також містить модель апарата для діагностики системи управління (виявлення виходу з ладу вимірювальних елементів навігаційної системи або двигунів апарата). Сумісне функціонування програм нижнього рівня забезпечує рух АПА у встановленому режимі і задану роботу бортових пристроїв.

Середній рівень системи служить для безпосереднього управління режимами і цілями нижнього рівня. Основне його завдання – узгодження потоку команд, цілей і запитів на отримання даних від верхнього рівня і запитів на дії, що поступають від нижнього рівня. Обробка запитів полягає в ідентифікації ситуації і виборі заздалегідь написаних правил обробки, які складають бібліотеку обробників середнього рівня. Для координації дій обробників всі вони об'єднані в розширену структуру. Склад структури для кожного моменту часу визначається планувальником, що входить до складу рівня.

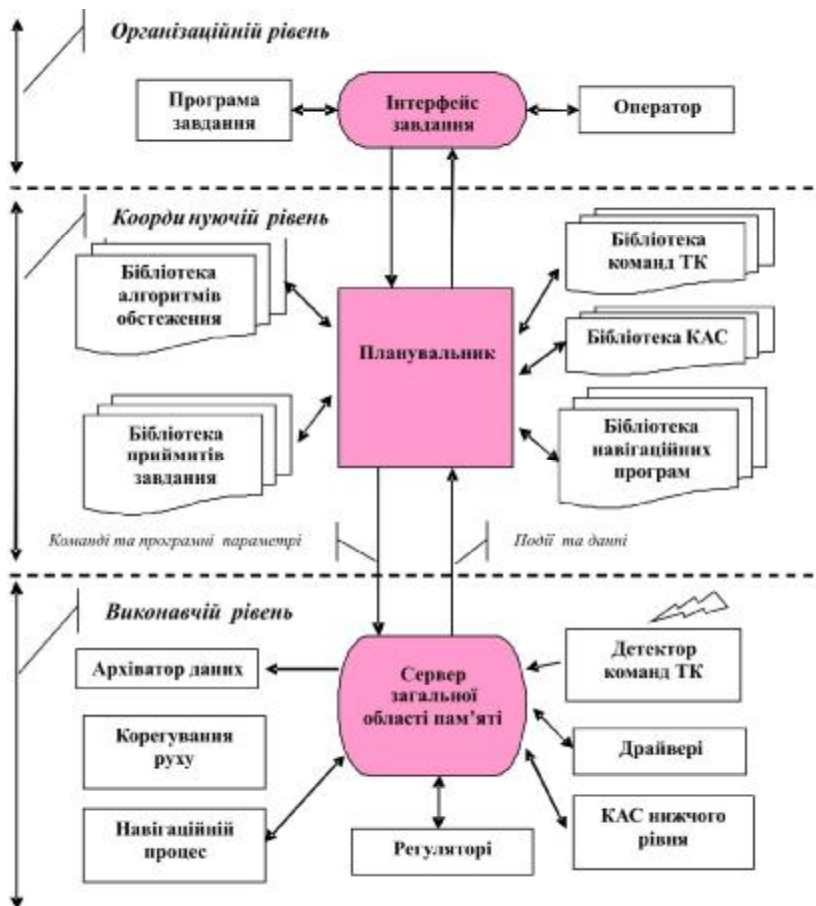


Рис. 1. Архітектура ПЗ АПА

Верхній рівень ієрархії (стратегічний) представлений програмою-завданням (місією), що містить цілі запуску, або людиною-оператором. Програма-завдання містить опис послідовності дій робота і режимів руху. Крім цього також можливий опис обробки запитів нижніх рівнів.

Існують і інші варіанти побудови архітектури САК АПА, в якій має сенс розглядати п'ять рівнів ієрархії системи управління: стратегічний, тактичний, адаптивний, програмний і виконавчий [3].

Структура системи управління ПА як підводного робота показана на рисунку 2.

Перші три верхні рівні приймають і обробляють завдання від оператора ПА, що генерує інформацію про «зовнішні» характеристики і параметри зовнішнього середовища. Два нижні рівні генерують команди для виконавчих механізмів ПА – його рушійне – рульових комплексів (РПК) і корисного вантажу (КВ). Для них джерелами команд є сигнали від верхніх рівнів управління, а також сигнали системи контролю за «внутрішніми» змінними – станом виконавчих механізмів ПА.

При цьому стратегічний рівень аналізує завдання, що поступило, і планує загальне функціонування ПА для його виконання з урахуванням параметрів зовнішнього середовища. Тактичний рівень управляє реалізацією стратегічного плану – розробляє траєкторію просторового переміщення, формує черговість операцій (рухів) відповідно до стратегії поведінки ПА і з урахуванням зовнішніх збурень. Адаптивний рівень коректує вирішення тактичного рівня з урахуванням фактичного стану зовнішнього середовища, здійснює пошук оптимальних управлінських рішень в рамках вибраної тактики виконання завдання, що поступило.

Програмний рівень даної системи управління реалізує окремі типові операції – елементарні рухи ПА і КВ в площині і в просторі. Це досягається застосуванням заздалегідь інстальованих програм, які здійснюють, в загальному випадку, групове управління виконавчими механізмами ПА і КВ.

Виконавчий рівень управляє роботою окремих механізмів в режимах стабілізації, стеження і ін.

Таким чином, необхідно знайти компроміс між складністю архітектури САК та універсальністю стосовно синтезу ієрархії її комп'ютерної моделі.

Розглядаючи алгоритм роботи підводної автономної системи можна виділити наступні етапи: планування завдання, обробка поточного стану системи у відповідності із завданням, вироблення управляючих сигналів на виконавчі механізми. Відповідно до даного алгоритму можливий синтез наступної програмної архітектури САК АПА для реалізації її комп'ютерної моделі (рисунок 3.).

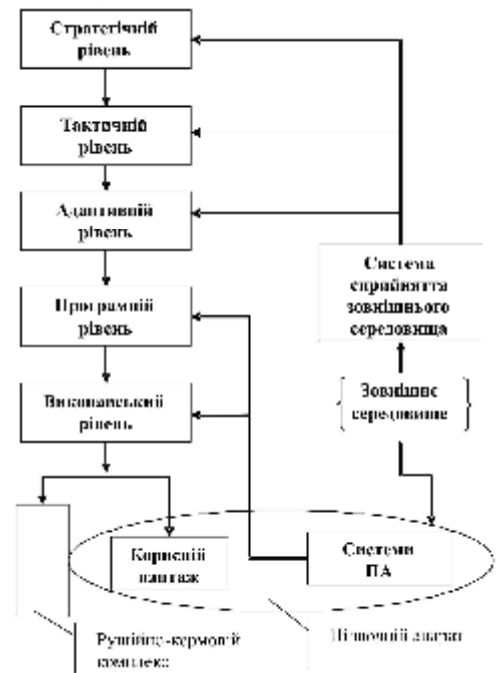


Рис. 2. Структура системи керування підводним роботом

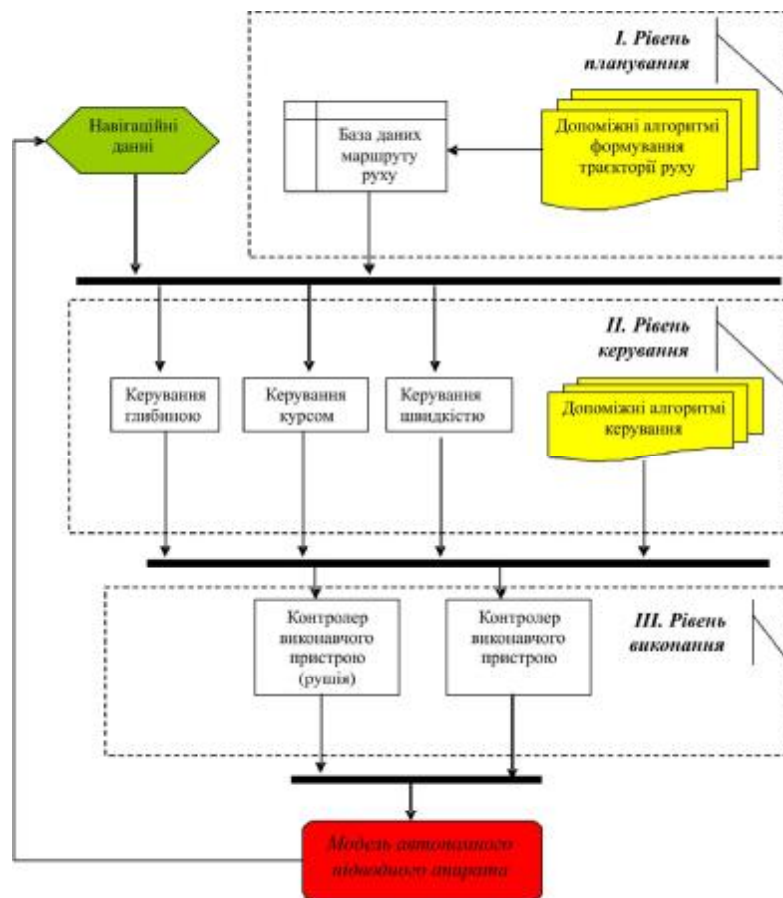


Рис. 3. Архітектура побудови комп'ютерної моделі САК АПА

Рівень планування є базою даних про заданий маршрут руху АПА. Ці дані готуються безпосередньо оператором АПА або ж є результатом роботи алгоритмів планування стратегії пошуку і є набором географічних точок, через які повинен пройти АПА. Також база містить передбачувану швидкість і глибину руху АПА на різних відрізках або маршруті в цілому.

Нижчий вирішальний рівень виконує функцію пошуку рішення щодо усунення помилки між дійсним і заданим станом АПА.

Виконавчий рівень припускає безпосередню взаємодію з виконуючими механізмами АПА (кермо, рушії) і виконує функції стабілізації їх параметрів.

Міжрівневі взаємодії відбуваються на рівні апаратних і програмних протоколів обміну даними.

Запропонована архітектура в цілому повторює трирівневу архітектуру, що використовується в апаратах ІПМТ ДСВ РАН [3], проте має і ряд відмінностей.

Перш за все це пов'язано з подальшим використанням даної архітектури для розробки комп'ютерної моделі САК рухом АПА з використанням нечітких регуляторів. Це дозволяє спростити внутрішню організацію даного рівня ієрархії, не втрачаючи надалі можливості масштабування і реалізації діючого макету САУ. Функції планувальника і допоміжних бібліотек покладені на нечітку систему вироблення рішення на основі бази правил, яка використовує інформацію із зовнішніх датчиків. При цьому нижній рівень ієрархії представляє лише апаратну і програмну реалізацію контролерів, що виконують функцію стабілізації заданих параметрів. Надалі це дозволить застосувати як класичні ПД – регулятори, так і регулятори на основі нечіткої логіки з подальшою оцінкою якості регулювання.

Таким чином, запропонована архітектура володіє функціональним мінімумом для практичної реалізації комп'ютерної моделі САК АПА. У той же час розширення виконавчого рівня ієрархії спеціальними алгоритмами дозволяє реалізувати діючу модель АПА стосовно вирішуваного ним кола завдань. При цьому дана архітектура зберігає універсальність і можливість її застосування для різних типів автономних роботизованих систем.

Надалі можлива оптимізація і розширення даної архітектури на основі результатів моделювання САУ АПА, побудованою відповідно до вищевикладених принципів.

Література

1. The Navy Unmanned Undersea Vehicle (UUV) Master Plan [Електронний ресурс] / Official website of the UNITED STATES NAVY. – Режим доступу: www.navy.mil/navydata/technology/uuvmpl.pdf.
2. The UMS Roadmap [Електронний ресурс] / Joint Ground Robotics Enterprise. – Режим доступу: <http://jointrobotics.com/library02.php>.
3. Архитектурные конфигурации систем управления АНПА / А.В. Инзарцев, О.Ю. Львов, А.В. Сидоренко [и др.] // Подводные исследования и робототехника. – 2006. – № 1 – С. 18– 30.
4. Блинцов В.С. Современные проблемы создания электрооборудования и автоматики подводных аппаратов / В.С. Блинцов // Радиоэлектронні і комп'ютерні системи. – 2007. – № 5 (24). – С. 90– 98.

Надійшла до редакції
10.6.2010 р.

УДК 534.08

С.М. ЛІСОВЕЦЬ, Ю.О. СКРИПНИК

Київський національний університет технологій та дизайну

В.П. ОСАДЧИЙ

Хмельницька педагогічна академія

ВПЛИВ ДЕФЕКТІВ МІКРОНЕОДНОРІДНОГО СЕРЕДОВИЩА НА ПАРАМЕТРИ ПРУЖНОЇ ХВИЛІ: НОВІ МОЖЛИВОСТІ ДІАГНОСТУВАННЯ

Розглянуто розповсюдження пружної хвилі в мікронеоднорідних середовищах на основі двох основних моделей гістерезисів: гістерезису тертя та гістерезису відриву. Показано, що дефекти-включення складним чином впливають на параметри пружної хвилі, яка розповсюджується крізь такі середовища. Також показано, що при певних умовах діагностування мікронеоднорідних середовищ для вимірювання параметрів пружної хвилі необхідно застосування високочутливих методів вимірювання, які мають власний низький рівень акустичних і електричних нелінійних спотворень.

It is considered distributions of an elastic wave to non-uniform microenvironments on the basis of two basic models of hysteresises: a hysteresis of friction and a hysteresis of tear. It is shown, that defect – inclusion by complex image influence parameters of an elastic wave which is distributed through such environments. Also it is shown, that under certain conditions diagnosings of non-uniform microenvironments for measurement of parameters of an elastic wave it is necessary applications of high-sensitivity methods of measurement which have an own low level of acoustic and electric nonlinear distortions

Мікронеоднорідне середовище, гістерезис тертя, гістерезис відриву, нелінійна функція, відносна деформація.

Вступ. При розповсюдженні в мікронеоднорідних середовищах пружних хвиль спостерігаються нелінійні акустичні ефекти, які складним чином залежать від розподілення м'яких дефектів-включень по

пружностям, а також по в'язкостям (або по частотам релаксації). Тому природно з'ясувати, яким чином певні дефекти впливають на параметри акустичної нелінійності, зокрема, інтерес представляє дослідження їх впливу на зміну декременту загасання та групової швидкості акустичних хвиль. Для цього необхідно розглянути існуючі рівняння стану структурно-неоднорідних середовищ і встановити вид зв'язку між дефектами-включеннями й нелінійними акустичними ефектами.

Об'єкти та методи дослідження. Гістерезисні рівняння використовуються для пояснення явища амплітудно-залежного внутрішнього тертя в твердотільних матеріалах з недосконалою пружністю [1]. Наприклад, у серії робіт [2, 3] були запропоновані й отримані різні види гістерезисних рівнянь – залежностей виду

$$s = s(e, \text{sign}(e), \dot{e}, \text{sign}(\dot{e})). \quad (1)$$

Тут s – механічна напруга; e – деформація; $\text{sign}(e)$ – напрямок деформації; \dot{e} – швидкість деформації; $\text{sign}(\dot{e})$ – напрямок швидкості деформації. У роботах [2, 3] показано, що в загальному випадку рівняння стану середовища (без урахування в'язкості) можна представити у вигляді

$$s(e, \dot{e}) = E(e - f(e, \dot{e})). \quad (2)$$

Тут $f(e, \dot{e})$ – нелінійна функція деформації й швидкості деформації. Перша модель гістерезису має назву гістерезису тертя [1]. Для неї нелінійна функція $f(e, \dot{e})$ має вигляд

$$f(e, \dot{e}) = ae_m e + \begin{cases} \frac{b_1}{2} e^2 - \frac{b_1 + b_2}{4} e_m^2, & \dot{e} > 0; \\ -\frac{b_2}{2} e^2 + \frac{b_1 + b_2}{4} e_m^2, & \dot{e} < 0. \end{cases} \quad (3)$$

Тут a , b_1 та b_2 – коефіцієнти, які характеризують нелінійні властивості мікронеоднорідного середовища; e_m – максимальна деформація. Причому необхідно виконання наступних умов:

$$|a|e_m \ll 1, |b_1, b_2|e_m \ll 1, |b_1, b_2| \gg 1. \quad (4)$$

Друга модель гістерезису має назву гістерезису відриву [1]. Для неї нелінійна функція $f(e, \dot{e})$ має вигляд

$$f(e, \dot{e}) = \begin{cases} \frac{g_1}{2} e^2, & e > 0, \dot{e} > 0; \\ -\frac{g_2}{2} e^2 + \frac{g_1 + g_2}{2} e_m^+ e, & e > 0, \dot{e} < 0; \\ -\frac{g_3}{2} e^2, & e < 0, \dot{e} < 0; \\ \frac{g_4}{2} e^2 + \frac{g_3 + g_4}{2} e_m^- e, & e < 0, \dot{e} > 0. \end{cases} \quad (5)$$

Тут γ_1 , γ_2 , γ_3 та γ_4 – коефіцієнти, які також характеризують нелінійні властивості мікронеоднорідного середовища; e_m^-, e_m^+ – максимальні негативні і позитивні деформації. Причому також необхідно виконання наступних умов

$$|g_1 e_m^+ g_2 e_m^+| \ll 1, |g_3 e_m^- g_4 e_m^-| \ll 1, |g_1, g_2, g_3, g_4| \gg 1, e_m^+ > 1, e_m^- < 1. \quad (6)$$

В роботах [4, 5] отримано аналітичний розв'язок $e(x, t)$ цих рівнянь при вхідному гармонійному або псевдогармонійному (гармонійний сигнал в вигляді цугу або пакета з кількох десятків або сотень коливаний) впливі $e_0 \sin(\omega_0 t)$ в вигляді суми членів нескінчених рядів, які не приводяться через їх досить велику громіздкість. Але великий інтерес представляє дослідження впливу параметрів м'яких дефектів-включень мікронеоднорідних середовищ (які безпосередньо впливають на нелінійні коефіцієнти a , b_1 та інші) на параметри $e(x, t)$ при різних геометричних розмірах об'єкта дослідження (при різних x) залежно від часу t .

Постановка завдання. Постановка завдання полягає в тому, щоб з'ясувати, яким чином параметри a , b_1 та інші пов'язані із параметрами м'яких дефектів-включень. Наприклад, згідно з [4, 5] для невипаленої міді сума $g_1 + g_3$ становить приблизно $6,6 \cdot 10^2$, а для випаленої міді сума $g_1 + g_3$ становить приблизно $1,9 \cdot 10^4$, тобто збільшується в 29 раз; для невипаленої міді сума $g_2 + g_4$ становить приблизно $1,8 \cdot 10^3$, а для випаленої міді сума $g_2 + g_4$ становить приблизно $1,5 \cdot 10^5$, тобто збільшується в 83 рази. Для невипаленого полікристалічного цинку [4, 5] сума $\gamma_1 + \gamma_3$ становить приблизно $6,3 \cdot 10^3$, а сума $\gamma_2 + \gamma_4$ становить приблизно $2,6 \cdot 10^4$. Для граніту [4, 5] сума $g_1 + g_3$ становить приблизно $9,2 \cdot 10^3$, а сума $g_2 + g_4$ становить приблизно $7,0 \cdot 10^3$. Причому при випаленні структура полікристалічних металів може

змінюватися. Наприклад, для випаленого цинку [4, 5] (випалення при температурі $+350^{\circ}\text{C}$ з витримкою протягом 50 год) середній розмір зерна збільшувався від 50 мкм до 500 мкм, тобто приблизно в 10 раз.

Результати та їх обговорення. В результаті розв'язання поставленого завдання було виконане моделювання розповсюдження гармонійного сигналу $e_0 \sin(\omega_0 t)$ через мікронеоднорідне середовище окремо для моделі гістерезису тертя (3) та гістерезису відриву (5) за допомогою пакета MatLab 2009b.

Перший етап моделювання (як для гістерезису тертя, так і для гістерезису відриву) полягав у встановленні сталих значень $e_0 = \text{const}$ та $\omega_0 = \text{const}$. Далі для моделі гістерезису тертя спочатку варіювався коефіцієнт a , який відповідний за дефект модуля пружності, а тоді коефіцієнти β_1 та β_2 , які відповідні за нелінійні втрати. Для моделі гістерезису відриву по черзі варіювалися коефіцієнти нелінійності g_1 , g_2 , g_3 та g_4 , які моделюють широкий клас мікронеоднорідних середовищ.

Початкові значення при моделюванні згідно з рекомендаціями [3] встановлювалися наступними. Припускалося, що для гістерезису тертя коефіцієнт a лежить в діапазоні 200К600, а коефіцієнти b_1 та b_2 в діапазоні 200К400 кожний. Також для гістерезису відриву було зроблено припущення, що коефіцієнти g_1 , g_2 , g_3 та g_4 лежать в діапазоні 200К2000. Результати чисельного моделювання, які наведені в [3], а також значення коефіцієнтів, які там використовувалися, базуються на результатах великої кількості експериментальних досліджень, які походилися над різними нелінійними середовищами: гірськими породами (мармур, вапняк) та полікристалічними металами (мідь, цинк, свинець).

Також за умовчанням припускалося, що всі дефекти-включення розподілені в мікронеоднорідному середовищі рівномірно та ізотропно, а їх об'ємна концентрація не перевищує 10^{-5} . Крім того, не враховуються релаксаційні властивості мікронеоднорідного середовища в припущенні, що частоти релаксацій дефектів-включень розподілені рівномірно і на один-два порядки перевищують частоту зондування ω_0 (якщо $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ не перевищує 100К200 кГц, то ця умова, зазвичай, завжди виконується).

Тому частота зондування бралася в припущенні, що

$$f_0 \leq 100 \text{ кГц}. \quad (7)$$

Нелінійні акустичні ефекти починають проявлятися (для різних мікронеоднорідних середовищ, звісно, по різному) при відносній деформації $e_0 \geq 10^{-8}$. При деформаціях, менших 10^{-8} , нелінійні акустичні ефекти або повністю відсутні, або знаходяться на одному рівні із власними нелінійними спотвореннями акустичних перетворювачів та елементів електричних схем, які "обслуговують" канал вимірювання параметрів мікронеоднорідного середовища. Відносні деформації $e_0 \geq 10^{-5}$ мікронеоднорідних середовищ іноді досить складно, а іноді і неможливо отримати (часто для цього потрібні лінійні або кільцеві акустичні резонатори з добротністю 100К300 або більше, або спеціальні фокусуючі випромінювачі, які складні в виготовленні та експлуатації). Тому при моделюванні відносні деформації лежали в діапазоні

$$10^{-8} \leq e_0 \leq 10^{-5}. \quad (8)$$

Моделювання розповсюдження пружної хвилі виконувалося шляхом пошуку рішення в вигляді суми нескінчених рядів [4, 5], яке через свою громіздкість тут не наводиться. Кожний з членів ряду являв собою, по суті, одну гармонійну складову. Попередні результати моделювання показують, що для побудови адекватної моделі необхідно мати не більше кількох десятків членів нескінченного ряду як для моделі гістерезису тертя, так і для моделі гістерезису відриву.

Першим етапом моделювання виконувалося для гістерезису тертя. Моделювання виконувалося при відносній деформації 10^{-8} на частоті $f_0 = 10 \text{ кГц}$. Зміна коефіцієнту a від 200 до 600 практично не приводить до зміни форми пружної хвилі, так само як і її амплітуди та групової швидкості (відхилення в кілька тисячних або сотих долей можна вважати похибками методу моделювання).

Збільшення коефіцієнтів b_1 та b_2 від 200 до 400 як окремо одного з них, так і двох разом дало більш впливовий ефект. Зміна амплітуди пружної хвилі (в сторону зменшення) становила приблизно 0,5%.

Подальше моделювання зводилося до збільшення відносної деформації e_0 з 10^{-8} до 10^{-5} . Також виконувалося збільшення значень коефіцієнту a до 800К1200, а коефіцієнтів b_1 та b_2 до 600К1000. Також виконувалося моделювання при зміні частоти f_0 гармонійного сигналу $e_0 \sin(\omega_0 t)$ від 10 до 100 кГц. Збільшення таких параметрів, як відносна деформація e_0 та частота f_0 приводили до виникнення нелінійних ефектів як за рахунок прояву нелінійних властивостей мікронеоднорідного середовища (збільшується e), так і з рахунок прояву в'язких властивостей мікронеоднорідного середовища (збільшується ξ).

Наприклад, моделювання показало, що зміна коефіцієнту a , який відповідний за дефект модуля пружності, від 200 до 1200 (при максимальній відносній деформації $e_0 = 5 \cdot 10^{-6}$, частоті $f_0 = 100 \text{ кГц}$,

$b_1 = 1000$, $b_2 = 1000$, відстань від джерела пружної хвилі $x = 0,5$ м), слабо впливає на параметри пружної хвилі. Тобто, якщо такий вплив і є, то він знаходиться в межах або нижче похибки вимірювання апаратури, яка може бути для цього застосована.

Інше моделювання показало, що зміна коефіцієнтів b_1 та b_2 , які відповідні за нелінійні втрати, від 200 до 1200 (при максимальній відносній деформації $e_0 = 5 \cdot 10^{-6}$, частоті $f_0 = 100$ кГц, $a = 1200$, відстань від джерела пружної хвилі $x = 0,5$ м), суттєво впливає на параметри пружної хвилі. Зокрема, спостерігалось спотворення форми пружної хвилі, а також незначне зменшення її амплітуди, причому зміни швидкості пружної хвилі не спостерігалось (див. рис. 1).

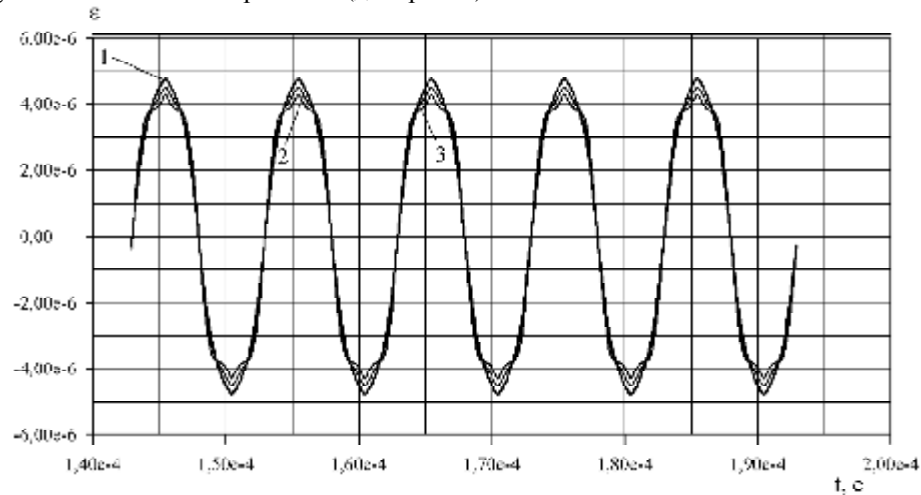


Рис. 1. Моделювання розповсюдження пружної хвилі для моделі гістерезису свинцю:
1 - $b_1 = 200$, $b_2 = 200$; 2 - $b_1 = 400$, $b_2 = 400$; 3 - $b_1 = 600$, $b_2 = 600$

Крім того, ще одне моделювання показало, що зміна відносної деформації e_0 від 10^{-8} до 10^{-5} (при частоті $f_0 = 100$ кГц, $a = 1200$, $b_1 = 600$, $b_2 = 600$, відстань від джерела пружної хвилі $x = 0,5$ м), також суттєво впливає на параметри пружної хвилі. Зокрема, також спостерігалось спотворення форми пружної хвилі, незначне зменшення її амплітуди, а також зміна групової швидкості її розповсюдження (див. рис. 2).

Другим етапом моделювання виконувалося для гістерезису відриву. Моделювання виконувалося при відносній деформації 10^{-8} на частоті $f_0 = 10$ кГц. Зміна коефіцієнтів g_1 , g_2 , g_3 та g_4 від 200 до 2000 також практично не приводить до зміни форми пружної хвилі, її амплітуди і групової швидкості (відхилення в кілька тисячних або сотих долей також можна вважати похибками методу моделювання). Подальше моделювання показало, що зміна коефіцієнтів g_1 , g_2 , g_3 та g_4 , які характеризують нелінійні властивості мікронеоднорідного середовища, від 200 до 2000 (при максимальній відносній деформації $e_0 = 10^{-6}$, частоті $f_0 = 100$ кГц, відстань від джерела пружної хвилі $x = 0,5$ м), досить суттєво впливає на параметри пружної хвилі. Зокрема, спостерігалась незначна зміна форми пружної хвилі і її амплітуди, причому амплітуда змінювалася неоднаково для періодів стиснення і розтягнення (див. рис. 3). Також спостерігалась зміна групової швидкості пружної хвилі.

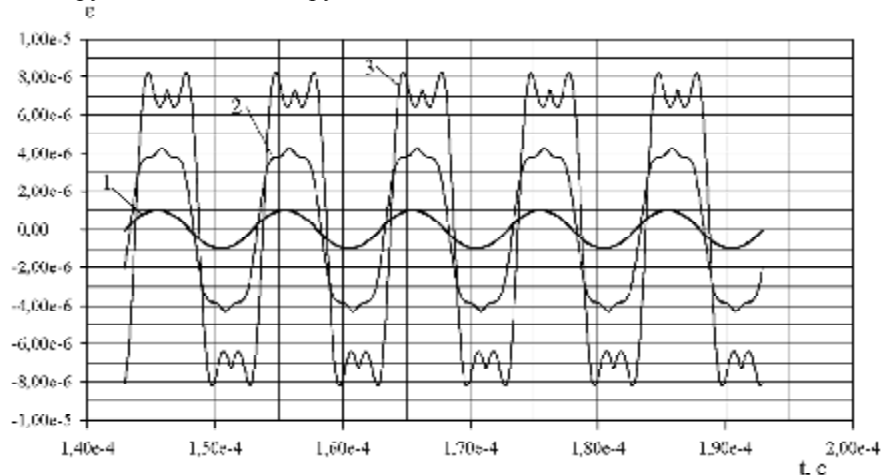


Рис. 2. Моделювання розповсюдження пружної хвилі для моделі гістерезису свинцю:
1 - $e_0 = 10^{-6}$; 2 - $e_0 = 5 \cdot 10^{-6}$; 3 - $e_0 = 10^{-5}$

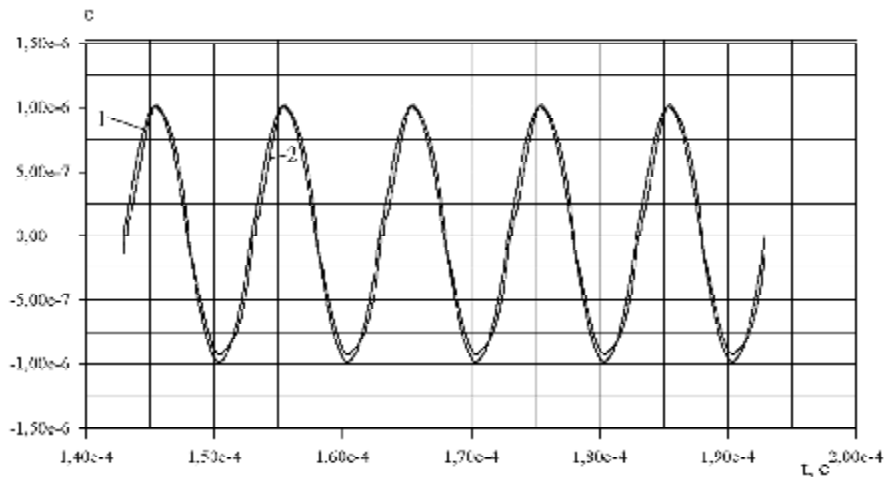


Рис. 3. Моделювання розповсюдження пружної хвилі для моделі гістерезису відриву:
 1 – $g_1 = 1000$, $g_2 = 600$, $g_3 = 1800$, $g_4 = 1400$; 2 – $g_1 = 3000$, $g_2 = 1800$, $g_3 = 5400$, $g_4 = 4200$

Висновки. Загальні результати моделювання мають складний характер і в загальному випадку приводять до спотворення форми пружної хвилі, в результаті чого змінюється її спектральний склад. Це приводить до зміни як амплітуди та фазової швидкості основної гармоніки, так і амплітуд та фазових швидкостей окремих гармонійних складових, які можуть не співпадати із груповою швидкістю пружної хвилі.

Гістерезис тертя і гістерезис відриву по різному впливають на параметри пружної хвилі, яка розповсюджується через мікронеоднорідне середовище. Змінюється як загальна амплітуда пружної хвилі, так і її групова швидкість. Тому зміну акустичних параметрів пружної хвилі можна використовувати, наприклад, для контролю властивостей конструкційних матеріалів, що виконані з полікристалічних металів. Зокрема, можна контролювати зеренну структуру матеріалу.

Для вимірювання змін амплітуд і фазових швидкостей пружної хвилі можна запропонувати вимірювальні алгоритми, захищені патентами України [6-10].

Література

1. Asano S. Theory of nonlinear damping due to dislocation hysteresis // J. Phys. Soc. Jap. – 1970. – V. 29. – № 4. – P. 952-963.
2. Назаров В.Е., Радостин А.В. Волновые процессы в микронеоднородных упругих средах с гистерезисной нелинейностью и релаксацией // Акустический журнал. – 2005. – Т. 51. – № 2. – С. 280-285.
3. Назаров В.Е., Радостин А.В. Численное моделирование динамических гистерезисов для микронеоднородных сред с несовершенной упругостью и релаксацией // Акустический журнал. – 2006. – Т. 52. – № 4. – С. 514-520.
4. Назаров В.Е., Радостин А.В., Островский Л.А., Соустова И.А. Волновые процессы в средах с гистерезисной нелинейностью. Часть I // Акустический журнал. – 2003. – Т. 49. – № 3. – С. 405-415.
5. Назаров В.Е., Радостин А.В., Островский Л.А., Соустова И.А. Волновые процессы в средах с гистерезисной нелинейностью. Часть II // Акустический журнал. – 2003. – Т. 49. – № 4. – С. 529-534.
6. Патент № 13404 А. Україна. МПК G01N 5/00, G01N 29/00, G01N 29/07, G01N 29/48. Спосіб визначення швидкості поширення акустичних коливань в нелінійних середовищах і пристрій для його здійснення. – Скрипник Ю.О., Здоренко В.Г., Лісовець С.М. – № 95010204; Заявл. 12.01.1995; Опубл. 16.12.1996.
7. Патент № 17425 А. Україна. МПК G01N 29/00. Спосіб оцінки нелінійності акустичного тракту і пристрій для його здійснення. – Скрипник Ю.О., Лісовець С.М. – № 94063007; Заявл. 27.06.1994; Опубл. 06.05.1997.
8. Патент № 18080 А. Україна. МПК G01N 29/04, G01N 5/00. Спосіб вимірювання нелінійності акустичного тракту і пристрій для його здійснення. – Скрипник Ю.О., Здоренко В.Г., Лісовець С.М. – № 96083088; Заявл. 01.08.1996; Опубл. 17.06.1997.
9. Патент № 34594 А. Україна. МПК G01N 5/00, G01N 29/00, G01N 29/07. Спосіб визначення залежності швидкості розповсюдження акустичних коливань від їх інтенсивності і пристрій для його здійснення. – Скрипник Ю.О., Лісовець С.М. – № 98052678; Заявл. 22.05.1998; Опубл. 15.03.2001.
10. Патент № 42857. Україна. МПК G01N 29/11, G01N 29/22. Вимірювач нелінійності акустичного тракту. – Скрипник Ю.О., Лісовець С.М. – № 98063405; Заявл. 30.06.1998; Опубл. 15.11.2001.

Надійшла до редакції
 19.6.2010 р.

УДК 004.9: 356.1

Р.С. БЕЛЗЕЦЬКИЙ, А.А. ШИЯН, С.М. ЗЛЕПКО, Д.Х. ШТОФЕЛЬ

Вінницький національний технічний університет

**ВИКОРИСТАННЯ СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ
ПСИХОЕМОЦІЙНОГО СТАНУ ПІДЛЕГЛИХ
ПРИ УПРАВЛІННІ СПЕЦПІДРОЗДІЛОМ**

У статті виділено клас сценаріїв діяльності спецпідрозділів МВС та МО України, які характеризуються специфічними вимогами до рівня психоемоційної стійкості бійців / командирів та визначено напрямки їх розвитку з метою забезпечення їх виконання у повній відповідності до діючого наказу. Розроблена структурна схема організації діяльності спецпідрозділу в умовах проведення операції із використанням моніторингу психоемоційного стану бійців / командирів, що дозволяє реалізувати коло зворотного зв'язку при управлінні спецпідрозділами, що суттєво підвищує рівень ефективності виконання ними поставлених завдань.

In the article a class of action scenarios in divisions of Ministry of Defense and Ministry of Internal Affairs of Ukraine, which are characterized by specific requirements to the level of psycho-emotional resistance of soldiers commanders and directions of it's development are highlighted to ensure the full compliance with the current order. The block diagram of activity planning in special divisions during operations with the use of psycho-emotional state of soldiers / commanders monitoring is developed, that allows to realize the implement the terms of feedback in special divisions management, that significantly increases the efficiency of performing their assigned tasks.

Ключові слова: моніторинг, управління, зворотній зв'язок, психоемоційний стан.

Вступ

За роки незалежності в Україні суттєво змінилися вимоги до діяльності спецпідрозділів, що входять до складу МВС і МО. Наприклад, акти непокори, які відбуваються в Україні, свідчать, що заходи із запобігання заворушенням або злочинам, охорони здоров'я населення або захисту прав і свобод громадян, які покладаються на силові структури та спецпідрозділи Внутрішніх військ МВС України, все частіше переростають у силові, або навіть у збройні сутички. А це вимагає, з одного боку, швидкого придушення агресії, а з іншого – запобігання провокаційних дій, направлених на бійців спецпідрозділів.

Відомо, що знання психофізіологічного профілю співробітника силових структур (МВС або Збройних Сил України) дозволяє передбачити досить великий обсяг параметрів, які характеризують його діяльність [1, 2]. Однак пакет тестів для відповідного програмно-апаратного комплексу вимагає проведення дослідження, яке займає досить довгий проміжок часу.

Постановка проблеми. Разом із тим, саме для діяльності спецпідрозділів є характерним швидке розгортання подій, яке супроводжується, у ряді випадків, емоційним збудженням співробітників впродовж всієї операції. До того ж підкреслимо, що існують спеціальні технології, орієнтовані якраз на те, щоб викликати у бійців та / чи командирів спецпідрозділу емпатійний емоційний стан: завдяки цьому бійці / командири переходять (самі часто це усвідомлюючи *під час розгортання ситуації*) до статусу *учасників*, – приймаючи саме ті рішення, на які й розраховує *провокуюча сторона*.

Зазначені обставини свідчать про потребу в розробці системи для дистанційного моніторингу психоемоційного та психофізіологічного стану бійців спецпідрозділів, яка б виділяла тих із них, для яких виконання поставленого завдання є практично неможливим [3].

Головна мета роботи полягає в створенні системи дистанційного контролю психоемоційного та психофізіологічного стану бійців спецпідрозділів різних силових структур, в тому числі Внутрішніх військ МВС України під час виконання поставлених їм завдань, яка забезпечить більш ефективне функціонування спецпідрозділу, підвищить рівень боєздатності, що в свою чергу відобразиться на якості виконання поставленого завдання та зменшенні кількості постраждалих як серед бійців, так і серед цивільного населення.

Основна частина

Проаналізуємо декілька *типових*, для діяльності спецпідрозділів МВС та МО, сценаріїв їх використання.

1. Поліцейська операція.

Мета: протидія санкціонованим / несанкціонованим виступам громадян.

Розглянемо стандартну ситуацію діяльності підрозділу внутрішніх військ МВС України в рамках санкціонованого зібрання громадськості. Тут велике значення має наприклад, поточна індивідуальна стійкість бійця / командира по відношенню до провокаційних дій з боку мітингуючих, при проведенні *одночасних мітингів* партій різного спрямування, які відбуваються в безпосередній близькості один від одного.

В цих умовах перебіг санкціонованого зібрання, в ряді випадків, може визначити саме індивідуальна стійкість бійців, які піддаються або ж не піддаються на провокації. При цьому необхідно враховувати, що у бійців / командирів є власна індивідуальна система громадянських цінностей, яка

визначає їх психоемоційну та психофункціональну стійкість у відношенні до різних громадських зібрань (наприклад, політичні переконання, спортивні уболівання, симпатії до конкретних учасників громадських зібрань тощо).

Для несанкціонованих громадських зібрань, крім зазначених вище причин індивідуального та поточного характеру, додається, наприклад, емоційна емпатія, переживання невинуватих очікувань (сподівання на те, що нічого серйозного та небезпечного не буде) тощо.

2. Миротворча операція.

Мета: силами *зведеного* спецпідрозділу МО України запобігти проявам порушення громадського спокою (включаючи і терористичні акти) в іншій країні у складі сил міжнародного миротворчого контингенту [4].

Передусім підкреслимо, що ця діяльність виконуються військовослужбовцями, що професійно орієнтовані на виконання *інших завдань*, які за родом своєї діяльності не передбачені для використання в акціях саме поліцейського характеру. Задача військовослужбовця – *фізично знищувати* противника, тоді як миротворча операція має на меті збереження життя *всіх* сторін.

Відсутність психологічної, емоційної та фізіологічної стійкості до діяльності поліцейського характеру (військовий «своїх» захищає, всіх інших «знищує»: саме цьому його вчили на етапі професійної підготовки) призводить до того, що військовослужбовець відразу потрапляє в умови *високого психоемоційного та психофізіологічного напруження*. Наприклад, коли по військовослужбовцю відкривають стрільбу, його функціональні обов'язки *вимагають* фізичного знищення супротивника. В той же час під час миротворчої операції військовослужбовець часто не повинен застосовувати зброю (навіть як попередження).

Діагностика і моніторинг функціонального стану бійців під час операцій з подальшим вилученням чи ізоляцією (повною чи частковою) «ненадійних» бійців / командирів є необхідною запорукою для *оптимального* виконання операції. Також це є необхідною складовою підвищення ефективності операцій, що проводяться миротворчими силами.

Сюди слід також віднести емоційну напруженість при формуванні *зведених* миротворчих груп, бійці / командири в яких належать до різних держав, релігійних переконань тощо.

Аналогічні вимоги щодо забезпечення психоемоційної стійкості бійців / командирів висуваються і для інших стандартних сценаріїв діяльності спецпідрозділів МВС чи МО (звільнення заручників, взяття під варту озброєних злочинців, супровід ув'язнених тощо).

На рис. 1 наведена структурна схема організації діяльності спецпідрозділу в умовах проведення операції, на якому використані такі позначення:

КО – командир операції;

КПр_i – командир *i*-го підрозділу (на структурній схемі $i=1, 2, \dots$);

КВ_{i,k} – командир *k*-го взводу *i*-го підрозділу;

КГрЗСЗ – командир групи застосування спеціальних засобів;

КІСГр – командир інженерно-саперної групи;

Б_{i,k,j} – *j*-й боєць *k*-го взводу *i*-го підрозділу;

Б_{1,m} – *m*-й боєць взводу застосування спеціальних засобів;

Б_{2,n} – *n*-й боєць інженерно-саперного взводу;

ОнК – оператор програмно-апаратного комплексу (ПАК) для моніторингу психоемоційного та психофізіологічного стану бійців (МПЕПФС).

Діяльність спецпідрозділу в умовах наведеної схеми здійснюється наступним чином:

- оператор має повну інформацію про розгортання операції та дій підрозділу, бійців якого він відслідковує;

- оператор контролює психоемоційний і психофізіологічний стан бійців і визначає тих, чий стан виходить за межі граничнодопустимого діапазону, який є дозволим для виконання поставленої задачі; такі діапазони є індивідуальними для кожного бійця чи командира і визначаються на попередніх етапах їх підготовки;

- оператор повідомляє командира операції або відповідного підрозділу про бійців, стан яких близький або вийшов за межі допустимих значень;

- командир операції / командир підрозділу приймає рішення щодо можливості та рівня використання тих бійців, про яких йому доповів оператор; проводить, за необхідності, перегрупування сил та / або зміну тактики (стратегії) операції;

- командир операції / підрозділу повідомляє оператору про перегрупування підрозділу та / або зміну тактики;

- оператор розміщується за межами простору дії операції та має постійний канал зв'язку з командиром операції / підрозділу;

- режим діяльності та інформування оператора протягом операції визначається спеціальним наказом; зокрема, ним регламентується, яку інформацію, корисну для керування перебігом операції, оператор може надавати командира операції / підрозділу.

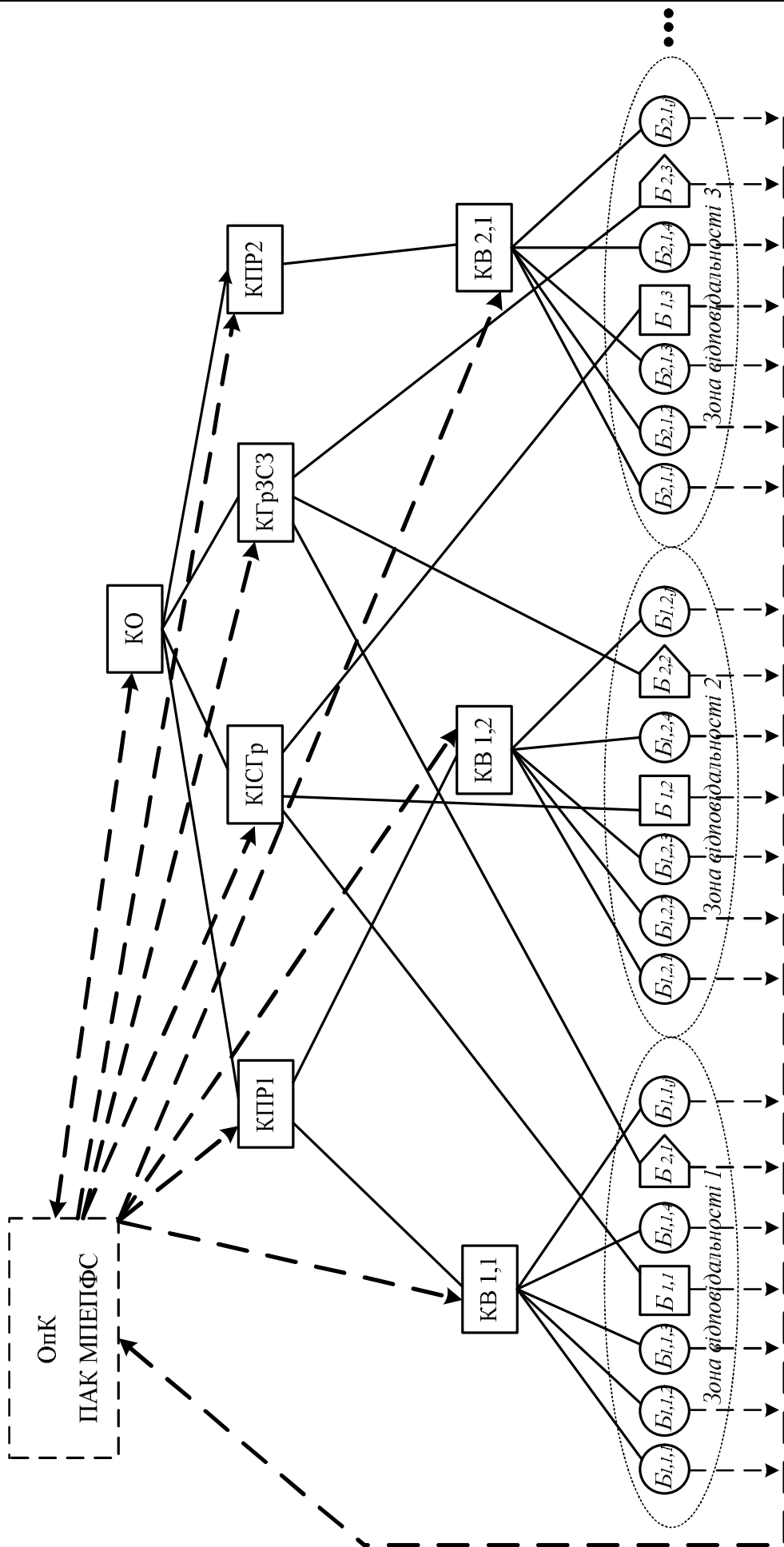


Рис. 1. Структурна схема організації діяльності спецдізділу в умовах спецоперації

Схема на рис. 1 утворює *цикл від'ємного зворотного зв'язку*: бійці → оператор → командир операції → командир підрозділу (взводу) → бійці.

Тільки наявність ПАК МПЕПФС забезпечує можливість встановлення *швидкого* зворотного зв'язку. При цьому, тільки за таких умов зворотній зв'язок не заважає перебігу операції.

На рис. 2 виділено зворотній зв'язок, який в усіх раніше застосовуваних формах та сценаріях організації діяльності спецпідрозділів МВС та МО України був відсутній. За відсутності інформації щодо *зміни тактико-технічних характеристик підрозділу* внаслідок появи невідповідності функціонального стану бійців / командирів (зміни психоемоційного стану *конкретних* бійців / командирів) поставленим завданням, командир операції змушений був орієнтуватися у своїх рішеннях на ті характеристики спецпідрозділу, які були до початку операції. Звичайно, про *оптимальність* в таких умовах взагалі не можна було вести мови.

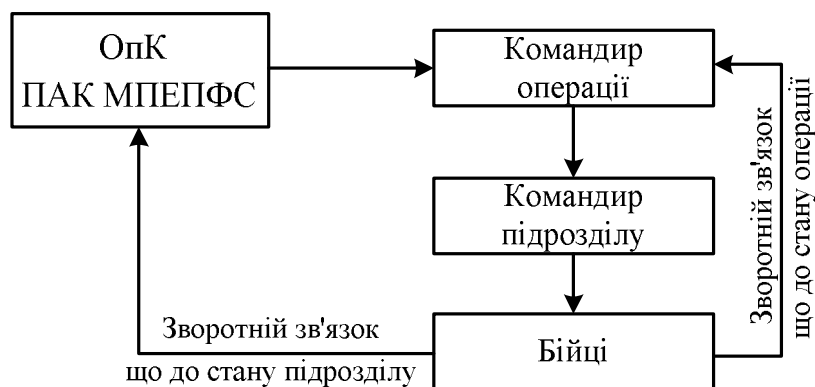


Рис. 2. Схема організації зворотного зв'язку при діяльності спецпідрозділу

В свою чергу, наявність зворотного зв'язку (див. рис. 2) дозволяє не тільки здійснювати більш ефективне управління діяльністю спецпідрозділу, але й вирішувати ряд нових задач (наприклад, здійснювати формування спецпідрозділів із бійців / командирів із *потрібними* для заданої операції психоемоціональними характеристиками).

Висновки

В статті отримано такі наукові результати.

1. Виділено клас сценаріїв діяльності спецпідрозділів МВС та МО України, які характеризуються специфічними вимогами до рівня психоемоційної стійкості бійців / командирів і визначено напрямки їх удосконалення з метою забезпечення їх виконання у повній відповідності до поставленого наказу.
2. Розроблена структурна схема організації діяльності спецпідрозділу в умовах проведення операції із використанням моніторингу психоемоційного стану бійців / командирів.
3. Доведено, що розроблена структурна схема дозволяє реалізувати коло зворотного зв'язку при управлінні спецпідрозділами, що суттєво підвищує рівень ефективності виконання ними поставлених завдань.

Література

1. 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. – ISBN 978-966-641-243-3.
2. Методи і засоби психофізіологічного відбору кандидатів на службу за контрактом в Збройні Сили України: монографія / [С. М. Злепко, Л. Г. Коваль, В. В. Петренко, Р. С. Белзецький]. – Вінниця: ВНТУ, 2010. – 204 с. – ISBN 978-966-641-344-7.
3. Кучеренко Ю. Ф. Основні шляхи розвитку систем управління військами та зброєю на сучасному етапі / Ю. Ф. Кучеренко, О. М. Гузько // Системи озброєння і військова техніка. – 2008. – № 4. – С. 73–76.
4. Бірюков І. Ю. Про можливу тактику дій підрозділів внутрішніх військ у ході боротьби із незаконними збройними формуваннями / І. Ю. Бірюков, О. О. Казіміров // Системи озброєння і військова техніка. – 2009. – № 1. – С. 12–14.

Надійшла до редакції
3.6.2010 р.

ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ І ПРОЦЕДУРА ПСИХОФІЗІОЛОГІЧНОГО ТЕСТУВАННЯ ПРИ ВІДБОРІ НА ВІЙСЬКОВУ СЛУЖБУ

В статті розроблена інформаційна технологія психофізіологічного тестування при відборі на військову службу у Збройних Силах України, запропонована схема її реалізації та визначена методика проходження тестування кандидатом.

In the article an informational technology of psycho-physiological testing during the selection for military service in the Armed Forces of Ukraine is developed, a scheme of its implementation is offered and the way of candidates testing is determined.

Ключові слова: психофізіологічне тестування, Збройні Сили України, професійний відбір.

Вступ

Процедура автоматизованого психологічного тестування передбачає використання певних психологічних методик, які є не лише адаптованими для застосування в конкретно визначених галузях, але і відповідним чином комп'ютеризовані, з урахуванням необхідності правильної обробки результатів тестування та автоматизованого висновку. В той же час право прийняття остаточного рішення залишається за відповідальною особою. Важливим моментом при тестуванні та відборі є повнота інформації і відсутність її надлишковості, яка веде до збільшення часу тестування та ускладнення прийняття рішення.

Постановка задачі

На сьогоднішній день гостро стоїть проблема створення технології тестування кандидатів на контрактну службу в Збройних Силах України, розподіл їх за родами військ, а також претендентів на керівні посади і командирські пости [1].

Для оптимізації процесу тестування за рахунок його автоматизації необхідно створити алгоритм (методику) побудови процесу тестування, яка б дозволяла в ході самого тестування визначати необхідність продовження тестування після проходження відповідних тестів – для уточнення певних деталей при прийнятті рішення, або припинення тестування при достатності та однозначності результатів за основними тестовими методиками.

Побудова процедури тестування

Для розв'язку поставленої задачі процес тестування повинен проходити в кілька етапів (рис. 1). Спочатку необхідно ввести дані про кандидата і програма присвоїть йому унікальний ідентифікаційний номер, під яким він буде значитись в базі даних. За допомогою ідентифікатора (ID-номер) відбувається прив'язка анкетних даних кандидата, історії і результатів його тестування. Це дозволяє забезпечувати анонімність і функціональність тестування.

Слід звернути увагу на те, що деякі поля, які присутні в картці необхідні для формування інтегрального резюме – вони співвідносяться з результатами тестування, на основі чого формується певний прогноз про майбутню професійну діяльність кандидатів на службу.

При наявності анкети кандидата в базі даних стає можливим коректно провести його тестування. Тестування здійснюється за допомогою не більше десяти тестових методик. Кількість тестів може зменшуватися залежно від результатів проходження попередніх тестів, крім того, проходження блоку тестів „Відбір на керівні посади” доступне лише для тих, хто при заповненні карти психологічного супроводження поставив відмітку про військову освіту в графі „Вищі навчальні заклади”.

Першим кроком у тестуванні буде проходження тесту Кеттела. Він складається із 187 питань і дозволяє оцінити психічний стан кандидата на службу. У випадку незадовільного результату проходження тесту кандидат відсіюється як не придатний для військової служби, про що формується відповідне інтегральне резюме з вказуванням причин відсіювання. Наступною тестовою методикою є тест „Самооцінка психічних станів по Айзенку”. При відповідних оцінках за цим тестом кандидату дається негативна характеристика психічного стану.

Після співставлення результатів за методиками Кеттела і Айзенка відбувається перехід до визначення структури мотиваційної направленості кандидата за допомогою тесту Мільмана. Аналіз результатів цього тесту вказує на необхідність переходу до наступного кроку – визначення типу темпераменту за Айзенком [2].

Наступний крок – визначення рівня інтелекту проводиться за допомогою блоку тестових програм, який складається з 6-ти тестових методик, з яких 4 тести призначені для визначення рівня інтелекту і 2 – для визначення типу направленості і активності особистості. Рівень інтелекту (задовільний або незадовільний) прямопропорційно залежить від кількості методик, які кандидат пройшов успішно до загальної кількості тестів у блоці.

Всі результати психодіагностики фіксуються в „Карті психологічного супроводження”. Відповідно, після проходження повної процедури тестування можливо сформувати повне інтегральне резюме. При наявності незадовільних результатів по тестах можливе дострокове припинення проходження тестування.

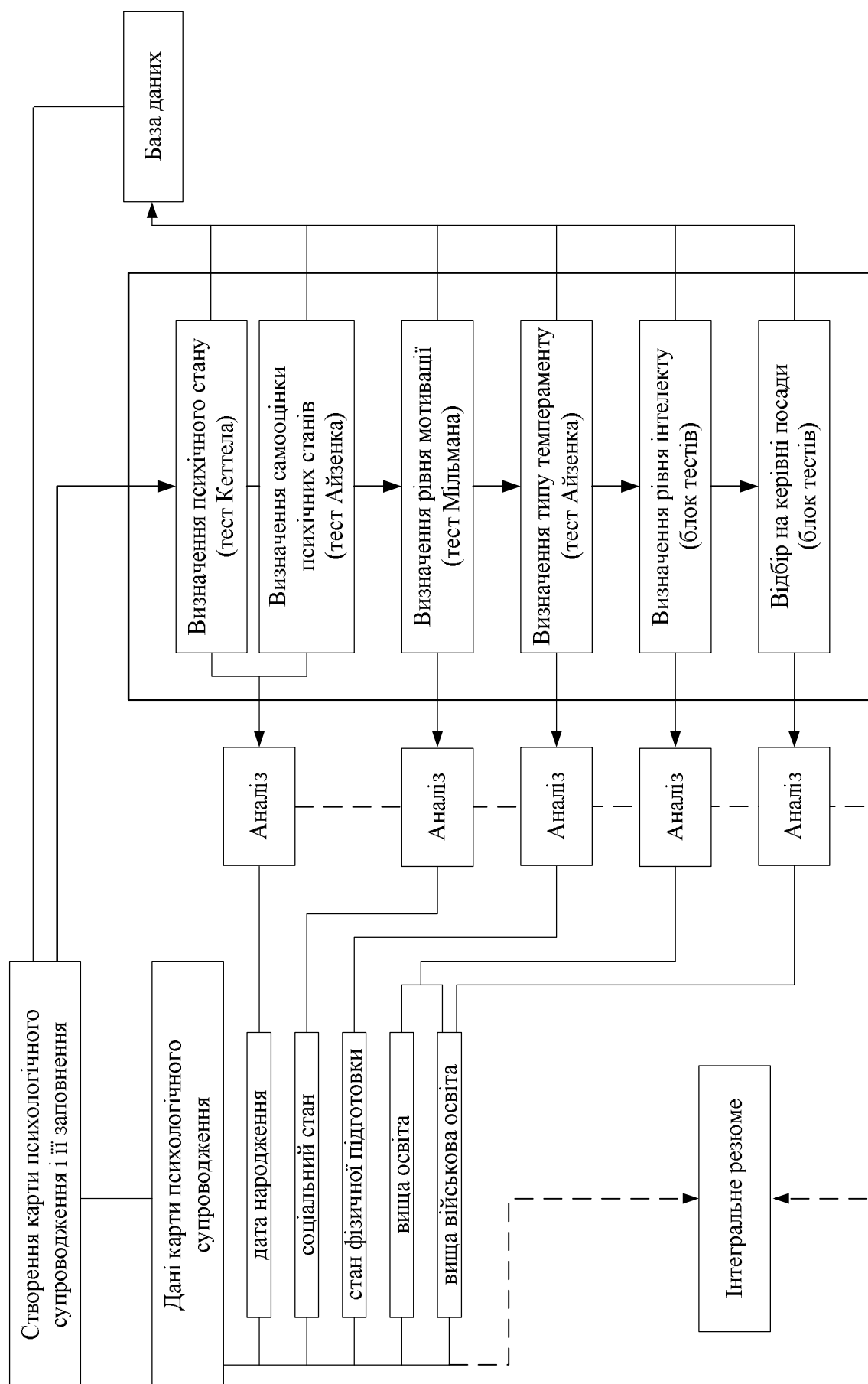


Рис. 1. Побудова процедури тестування

При необхідності респонденту надається можливість пройти окремі тестові методики або тести, які розділені на блоки. Кожен блок тестів відповідає за визначення певних ознак. Для зручності можна створювати послідовність тестових методик, які будуть запущені автоматично одна за одною без втручання оператора тестування.

Всі дані, зібрані після проходження тестів, записуються у відповідні таблиці бази даних. Отримати доступ до історії проходження тестів і їх результатів можна з модуля „Карті психологічного супроводження”. В цьому ж модулі відбувається перегляд цих даних, їх аналіз і формування інтегрального резюме.

Схема проходження одиничної тестової методики представлена на рисунку 2.

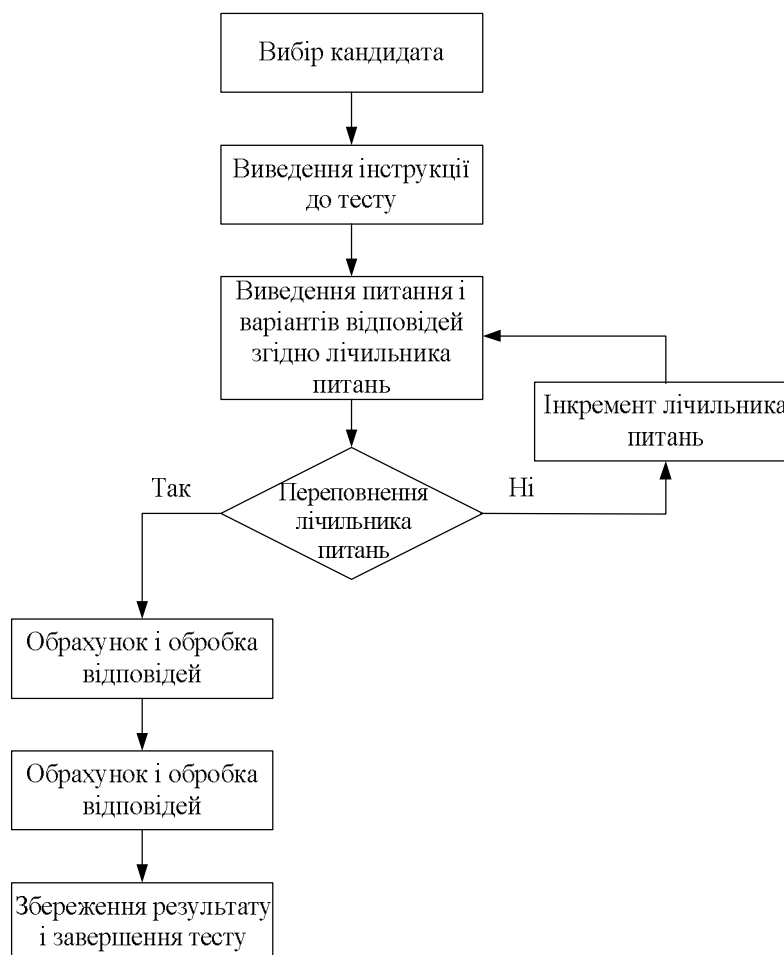


Рис. 2. Алгоритм проходження тесту респондентом

Після вибору кандидата зі списку кандидатів відбувається виведення інструкції по даному тесту. В інструкції докладно описано характер тесту і висвітлені моменти, які необхідно знати для того, щоб процес тестування не викликав проблем у кандидата. Після уважного ознайомлення із інструкцією починається власне процес тестування. Характер тесту залежить від певної методики – це може бути як текстове питання з кількома варіантами відповідей, так і графічний малюнок або проста задача. Після підтвердження відповіді шляхом натиснення відповідної кнопки відбувається перевірка лічильника питань. Лічильник питань введений для співвідношення загальної кількості і кількості пройдених питань і у випадку закінчення тесту дає команду на обробку даних тестування, переведення „сирих” значень у інформативні показники і пересилку цих даних на сервер бази даних для збереження.

Висновки

В роботі було визначено необхідність розробки спеціалізованої інформаційної технології тестування кандидатів на військову службу у Збройних Силах України. Розроблена оптимальна структура інформаційної технології забезпечення автоматизації та об’єктивізації такого тестування. Показано, що в разі невідповідності за певними критеріями подальше продовження тестування виявляється недоцільним. Введено окремий блок тестів для визначення професійної спроможності кандидатів на керівні та командирські посади. Описана методика проходження тестування кандидатом.

Створення інформаційної технології тестування кандидатів на військову службу дозволяє здійснювати швидкий, об’єктивний, багатопрофільний відбір до лав Збройних Сил України.

1. Методи і засоби психофізіологічного відбору кандидатів на службу за контрактом в Збройні Сили України: монографія / [С. М. Злепко, Л. Г. Коваль, В. В. Петренко, Р. С. Белзецький]. – Вінниця: ВНТУ, 2010. – 204 с. – ISBN 978-966-641-344-7.

2. Тестовий психологічний комплекс для визначення типу особистості за опитувальником Айзенка / С. М. Злепко, Л. Г. Коваль, Д. Х. Штофель, В. В. Мельников // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2008. – № 2. – С. 152– 156.

Надійшла до редакції
11.6.2010 р.

УДК 159.9.072

В.В. СЕРГЄЄВА

Вінницький національний технічний університет

ПРЕДСТАВЛЕННЯ ЕМОЦІЙНОГО СТРЕСУ У ВИГЛЯДІ ХВИЛІ

У статті обґрунтоване представлення процесу розвитку психоемоційного стресу в людини у вигляді хвилі, що дозволило виявити кореляцію його кривої з тетраполярною реограмою

In the article there was justified the presentation of the process of mental and emotional stress progress as a wave that allowed to reveal the stress curve correlation with a tetrapolar rheogram.

Ключові слова: емоційний стрес, характеристики стресу, тетраполярна реограма.

Вступ. Кожна людина підлягає постійному стресовому впливу екстремальних факторів, які негативно впливають на здоров'я, тому надзвичайно актуальним являється індивідуальний підхід до вивчення виникнення і розвитку «адаптаційних захворювань». Підвищення якості оброблення біологічних сигналів та їх аналіз є якісно новим рівнем при удосконаленні біотехнічних систем.

Постановка проблеми. Аналіз літератури засвідчує, що і досі не існує ґрунтовних комплексних досліджень проблем структури, динаміки розвитку [1] стресової реакції. Немає і загальної теорії цього психофізіологічного феномену [2]. При встановленні патологічних змін серцево-судинної системи внаслідок емоційного стресу, найбільш достовірними являються реографічні методи. При цьому необхідно слідкувати за динамікою розвитку захворювання. Таким чином, задача створення альтернативних методів виявлення структурних змін серцево-судинної системи являється актуальною.

Основний текст. Існують різні наукові підходи до розуміння стресу. Найбільш популярної є теорія стресу, запропонована Г.Сельє. Загальновідома схема стресу [3] є малоінформативною (рис. 1), оскільки являється загальним представленням розвитку стресу та не дає можливості детально проаналізувати етапи розвитку хронічного стресу.

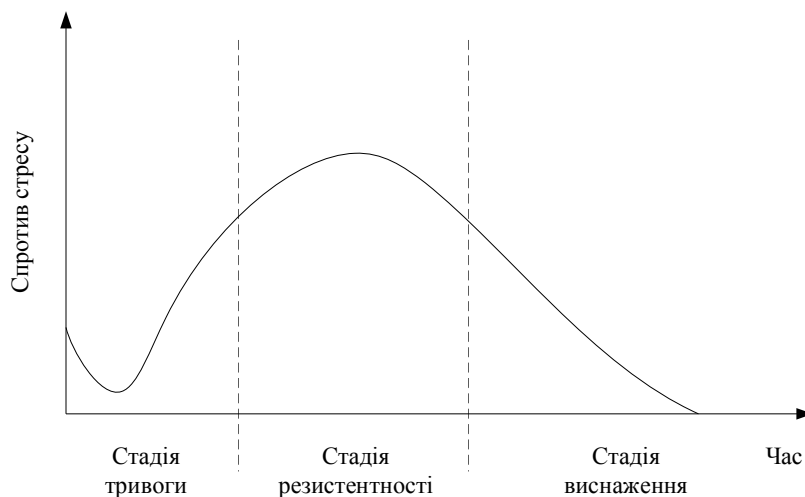


Рис. 1. Схема розвитку емоційного стресу

Сильні й тривалі стресогенні впливи викликають стан дистресу, виходом з якого може бути не тільки смерть, коли відсутній спротив стресу, але і одужання або виникнення хронічних захворювань (d-e), тому схему стресу можна представити у вигляді хвилі (рис. 2).

Стадія виснаження (d-e), як і перша фаза розвитку стресу, також супроводжується виникненням реакції тривожності [3, 4], тривогу в цьому контексті варто розглядати як заклик до мобілізації, яка є додатковим обґрунтуванням об'єктивності хвилі стресу.

Введемо наступні позначення:

Відхилення кривої в будь-якій її точці на абсцисі x і в момент часу t позначимо через u .

Запишемо первинні характеристики стресової хвилі:

T – тривалість циклу стресу;

α ($a - c$) – тривалість висхідної частини хвилі (I фаза) – відображає реакцію тривоги. Залежить від особливостей та функціонального стану організму людини. Із подальшою повторюваністю емоційного напруження, збільшенням його інтенсивності та тривалості спостерігається зменшення цього інтервалу;

α_1 – тривалість швидкого збудження (шок) – залежить безпосередньо від фізіологічних особливостей організму біооб'єкта;

α_2 – тривалість повільного збудження (протишок);

β – тривалість всієї фази напруження – характеризує здатність людської адаптації.

γ – період опору, протистояння емоційному навантаженню;

h_1 – максимальна амплітуда хвилі, є показником найвищої величини емоційного стресу;

h_2 – амплітуда хвилі завершення першого та початком наступного циклу впливу емоційного навантаження, характеризує повне одужання або виникнення хронічних захворювань. У разі смерті крива стресу не має продовження.

h_3 – амплітуда хвилі стресу на рівні повторного збудження;

h_4 – амплітуда хвилі на рівні шоку та протишоку.

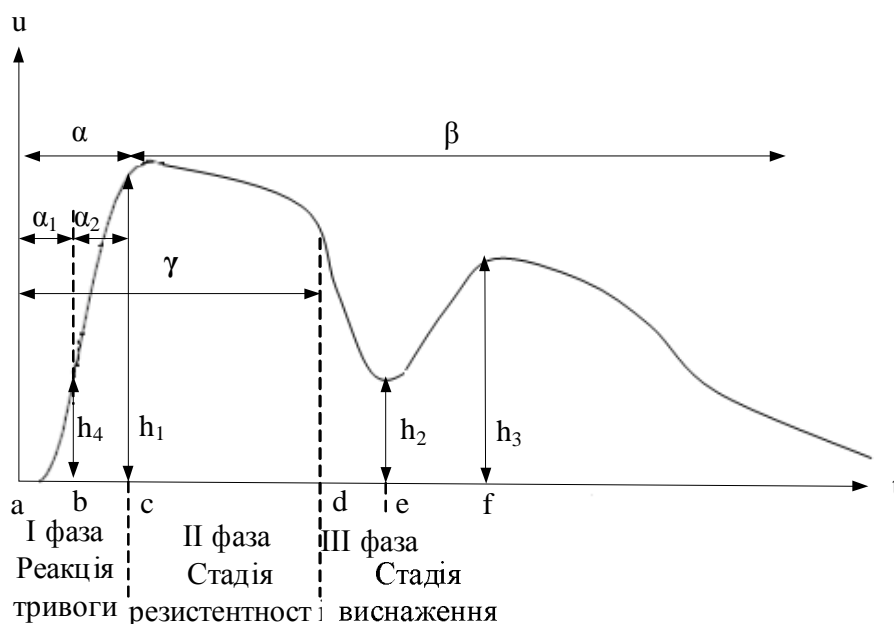


Рис. 2. Хвиля емоційного стресу

Вторинні характеристики хвилі:

$\frac{a}{T}$ – питомий час висхідної частини хвилі, дає відомості про стресостійкість біооб'єкта до несприятливих факторів;

$\frac{h_2}{h_1}$ – індекс стресу – відображає відношення амплітуди мінімального значення хвилі другого циклу до максимальної амплітуди першого; різниця між максимальним та мінімальним значеннями хвилі стресу.

$\frac{h_3}{h_1}$ – індекс стресу, який відображає рівень витрачання адаптаційних резервів організму біооб'єкта та його стресостійкість при подальшому емоційному навантаженні;

$\frac{a_1}{a_2}, \frac{h_4}{h_1}$ – часовий та амплітудний показники стресостійкості;

$\frac{h_4}{a_1}$ – значення максимальної швидкості виникнення шоку. Характеризує швидкість розвитку шоку;

$\frac{h_1 - h_4}{a_2}$ – характеризує швидкість протікання стану протишоку;

$\frac{h_1}{a}$ – показник швидкості реакції тривоги.

Порівнюючи форму хвилі емоційного стресу (див. рис. 2) і форму нормальної тетраполярної реограми [5] (рис. 3), не важко побачити, що ці криві практично збігаються одна з одною за формою і показниками, що характеризують їх стан.

Для більш детального оброблення та дослідження тонкої структури реограми можна виділити деякі елементарні часові цикли (хвилі) і описати зміни в сигналі, як зміни форми чи структури цих хвиль. Представлення у вигляді рядів Фур'є є зручним для періодичних функцій та для виявлення переважаючих частот в процесах, що мають коливальний характер та описують біологічні сигнали, такі як реограма. Переваги вейвлет аналізу являються більш значними, оскільки представляють сигнал у двовимірному поданні в частотній області в площині частота-положення [6], що дає можливість розділяти великі та малі деталі сигналу.

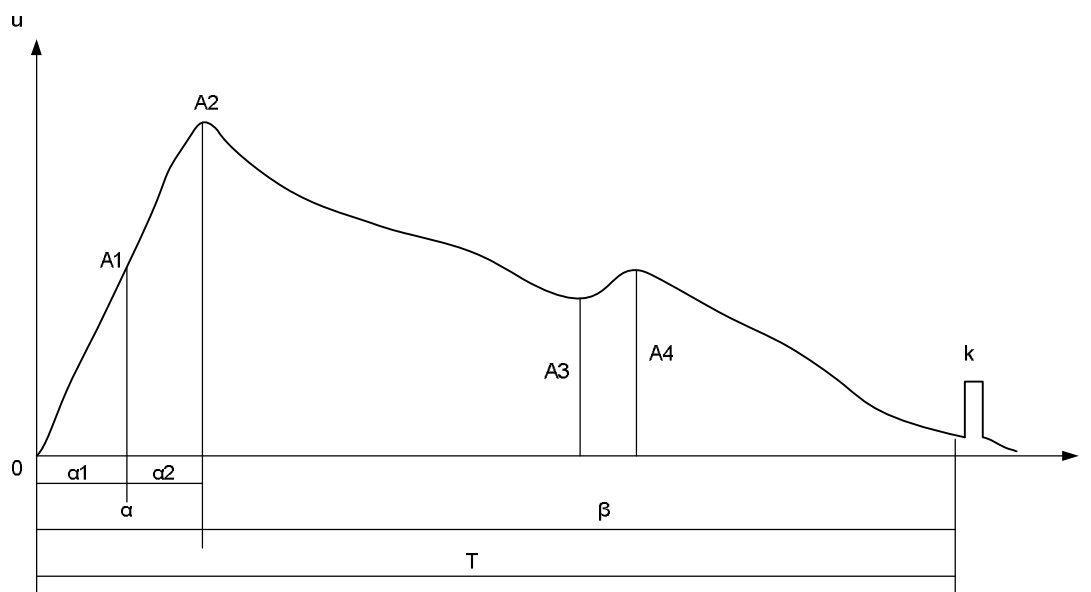


Рис. 3. Нормальна реограма

Така подібність дозволила висунути гіпотезу про те, що для оцінювання рівня емоційного стресу можна використовувати тетраполярну реограму, ввівши нормуючі коефіцієнти в її параметри, які були отримані в роботі експериментальним шляхом.

Складемо таблицю відповідності параметрів хвилі стресу та аналогічним їм параметрів тетраполярної реограми (табл. 1).

Таблиця 1

Відповідність параметрів, що характеризують хвилю стресу та реограму

Показники	
Хвиля стресу	Реограма
a_1	a_1
a_2	a_2
a	a
b	b
T	T
h_1	A_2
h_2	A_3
h_3	A_4
h_4	A_1

Введемо наступні позначення:

- $Pc = \frac{a}{T}$ – показник стресостійкості людини до впливу несприятливих факторів;
- $Ic = \frac{h_2}{h_1} = \frac{A_3}{A_2}$ – індекс стресу;
- $Ica = \frac{h_3}{h_1} = \frac{A_4}{A_2}$ – індекс стресу, який відображає витрати адаптаційних резервів людини;
- $Ic\phi = Ic - Ica$ – фактичний індекс стресу;
- $t = \frac{a_1}{a_2}$ – часовий показник стресостійкості;
- $A_0 = \frac{h_4}{h_1} = \frac{A_1}{A_2}$ – амплітудний показник стресостійкості;
- $V_{uu} = \frac{h_4}{a_1} = \frac{A_1}{a_1}$ – показник швидкості розвитку (початку) шоку;
- $W_{uu} = \frac{h_1 - h_4}{a_2} = \frac{A_2 - A_1}{a_2}$ – показник швидкості протікання шоку;
- $R = \frac{h_1}{a} = \frac{A_2}{a}$ – показник швидкості реакції тривоги.

Необхідно відзначити, що для більш точного визначення значень A_1 і A_2 на реограмі має сенс проводити її аналіз у сукупності із диференційною реограмою.

Аналіз тетраполярної реограми, як і інших фізіологічних кривих, що характеризують діяльність серцево-судинної системи, можна виконувати за допомогою, так званої, кардіологічної системи, яка складеться з підсистем, кожна з яких є сукупністю функціонально-взаємозалежних елементів, що реалізують певну операцію [5].

Висновок. Представлення стресу у вигляді хвилі дозволяє визначити тривалість інтервалу стресу, тривалість кожної окремої фази, показати рівень стресостійкості, його часові та амплітудні показники, адаптаційні можливості організму людини.

Література

1. Березин Ф. Б. Психическая и психофизиологическая адаптация человека / Ф. Б. Березин. – Л.: Наука, 1988. – 233 с.
2. Горст Н. А. Индивидуальный уровень стрессированности и кардиотипы человека / Н. А. Горст, В. Р. Горст, И. О. Руденко // Вестник новых медицинских технологий. – 2004. – Т. XI, № 1–2. – С. 9.
3. Кокс Т. Здоровье и стресс / Т. Кокс. – М.: Знание, 1991. – 312 с.
4. Тигранян Р. А. Стресс и его значение для организма / Р. А. Тигранян; [отв. ред. и авт. предисл. О. Г. Газенко]. – М.: Наука, 1988. – 176 с. – ISBN 5-02-003939-X.
5. Круглицкий Н. Н. Основы физико-химической механики / Н. Н. Круглицкий. – К.: Вища школа, 1975 – 268 с.
6. Метод обробки реограми легенів з використанням вейвлет-технології / Величко О.М., Карпенко С.О., Пашенко А.А., Попов О.В // Вісник НТУ "ХПІ". Тематичний випуск "Інформатика і моделювання". – Харків: НТУ "ХПІ", 2008. – № 24. – С. 11– 18.

Надійшла до редакції
12.6.2010 р.

УДК 625.92.057

О.О. НІКІТІН, В.П. ОЛЕКСАНДРЕНКО, О.С. ДРОБОТ

Хмельницький національний університет

ДОСВІД ВИКОРИСТАННЯ ШВИДКІСНОЇ ВІДЕОЗЙОМКИ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ШВИДКОПЛИННИХ ПРОЦЕСІВ

В роботі наведені приклади використання швидкісної відеозйомки як безконтактного методу вимірювання розмірів та технологічних параметрів.

In this work we have overviewed an experience of implementation of a high speed video recording as a tool for the non-contact method of technological parameters measurement.

Ключові слова: швидкісна відеозйомка, відеокамера, частота зйомки, технологічні параметри.

Вступ

Для забезпечення надійної роботи приладів та механізмів потрібна досконала вимірювальна техніка. В сучасному машинобудуванні широко використовують прямі методи вимірювань розмірів та технологічних параметрів, але не завжди їх можна виконати. В таких випадках необхідно застосовувати безконтактні методи вимірювання, які мають ряд переваг, а саме: не контактують з деталями, що є об'єктом вимірювань, тому не змінюють їх масу та не впливають на їх взаємодію.

Об'єкт досліджень – відеокамера для дослідження та вимірювання параметрів швидкоплинних технологічних процесів.

Предмет досліджень – швидкоплинні технологічні процеси при роботі автобалансуючих пристроїв, компресорів, висадочних автоматів; охолоджуючих рідин тощо.

Метою роботи є ознайомлення вчених та спеціалістів в галузі метрології та вимірювальної техніки з одним із безконтактних методів вимірювання швидкоплинних процесів з допомогою швидкісної відеозйомки.

Результати досліджень

До безконтактних методів вимірювання належить спосіб швидкісної відеозйомки. Раніше для вимірювання технологічних параметрів застосовували кінозйомку. Для кінозйомки використовували швидкісну кінокамеру СКС-1м, яка забезпечувала зйомку з частотою до 4000 кадрів на секунду. Так для вивчення роботи герметичного ротаційного компресора нами був застосований цей метод.

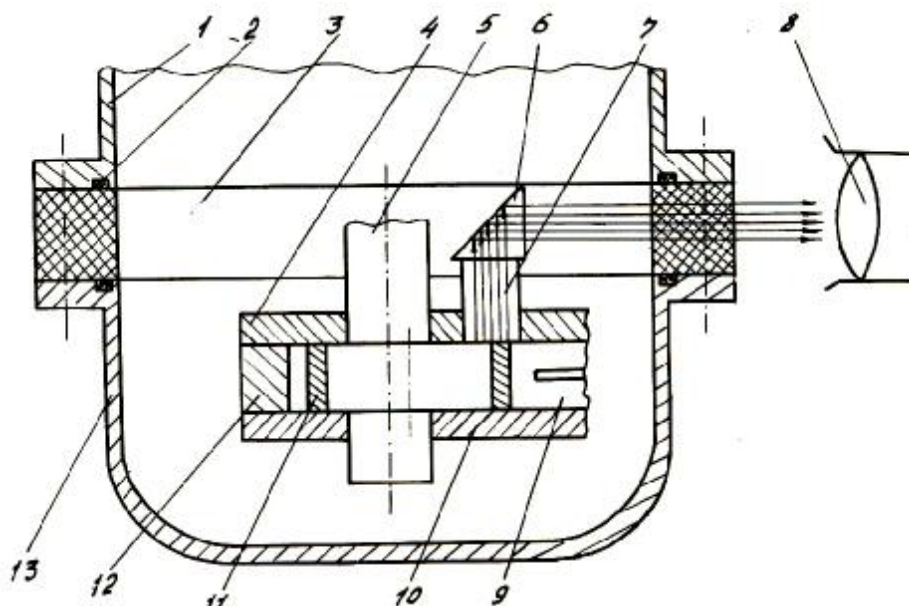


Рис. 1 Оптична схема установки для швидкісної кінозйомки

Досліджувалась кінематика взаємодії елементів холодильного ротаційного компресора ФГр-500-1. Тривалість всієї зйомки та час зйомки одного кадра визначали по відмітнику часу. Крім того з допомогою тахометра фіксували частоту обертання вала електродвигуна. Аналіз результатів кінозйомки був вражаючим. Як з'ясувалось, ротор компресора не котиться по циліндру, як вважали досі, а повільно ковзає, осцилюючи в обидва боки, при цьому результуючий напрямок руху ротора залежать від значень тиску у нагнітачу. Зафіксовано момент схоплювання пар тертя між поверхнями ексцентрика та ротора, що

спричинено недосконалою системою змащування цих поверхонь. Це доводить, що знос елементів компресора відбувається не за рахунок абразивних часточок, а внаслідок недостатнього змащування та недосконалості кінематики механізму руху. З'ясовано характер взаємодії елементів компресора при роботі з повітрям та хладагентом. Проведено значну кількість вимірювань швидкості руху ротора, розраховано сили тертя, що дозволило розробити методику динамічного розрахунку ротаційних компресорів з ротором, що котиться та запропонувати рекомендації по удосконаленню його конструкції.

Для дослідження вібрацій, що відбуваються під час виготовлення та експлуатації елементів радіоелектронної техніки використовують прилади, які реалізують спосіб безконтактного вимірювання за допомогою ультразвукових, лазерних та інших електромагнітних коливань. Однак вони складні в обслуговуванні та ще й мають суттєві обмеження у визначенні таких параметрів, як амплітуда коливань, швидкість руху тощо. Для спрощення процесу дослідження вібрацій об'єктів розроблено метод, за яким ресстрація вібрацій проводиться за допомогою швидкісної відеозйомки. Цей метод дозволяє досліджувати вібрації машин та агрегатів в процесі роботи, виявляти характер коливань та вимірювати їх амплітуду.

Відеокамера з електронним перетворювачем зображення здатна зафіксувати кадр за час від 1/50 до 1/8000 с. Відзнятий матеріал обробляється на комп'ютері тому переглядати та детально вивчати кожний кадр окремо можна без ефекту „розмазування”. Отримані кадри відеозйомки записуються на персональний комп'ютер (ПК) за допомогою відеокарти з відеозахватом, що дає можливість неодноразово переглядати відеокадри з записом переміщень об'єкта та зберігати у пам'яті ПК, окремі фрагменти у вигляді графічних файлів. Отримані файли обробляються на ПК з допомогою спеціальних програм, за результатами яких визначається амплітуда коливань. Програма для обробки відеозображень дозволяє також за результатами відеозапису визначити частоту коливань об'єкту. Використання таких програм дозволяє уповільнити відеозапис до швидкості, при якій зручно підрахувати кількість коливань об'єкта за певний проміжок часу. Нескладним перерахунком з урахуванням ступеня уповільнення відеозапису визначається характер, частота коливань та вимірюється їх амплітуда. Спосіб випробувано при дослідженні коливань плат електронного блоку етажерочного типу на вібростенді.

Завдяки швидкісній відеозйомці виявлено особливості роботи автобалансуючих пристроїв (АБП), які мають широке застосування в пральних машинах, сепараторах, центрифугах тощо. Для дослідження цих особливостей нами проведені експериментальні дослідження по вивченню автобалансування горизонтального ротора та поведінки рідини в камері АБП.

Під час проведення експерименту запуск ротора був синхронізований із запуском шлейфового осцилографа і відеокамери. Обробка відеозаписів і осцилографічних стрічок дозволила встановити ефективність роботи АБП удосконаленої конструкції, де передбачено радіальні перегородки в балансири, який встановлено на горизонтальному роторі. Перегородки розділяють камеру АБП на окремі сектори (ємкості), які по периферії з'єднані між собою тонким каналом.

Під час проведення відеозйомки в кадрі перебував електронний годинник тому вдалося зафіксувати час і визначити кутову швидкість захвату рідини камерою АБП з перегородками і без них. Фрагмент відеозйомки захвату рідини камерою АБП з перегородками показано на рис. 2.

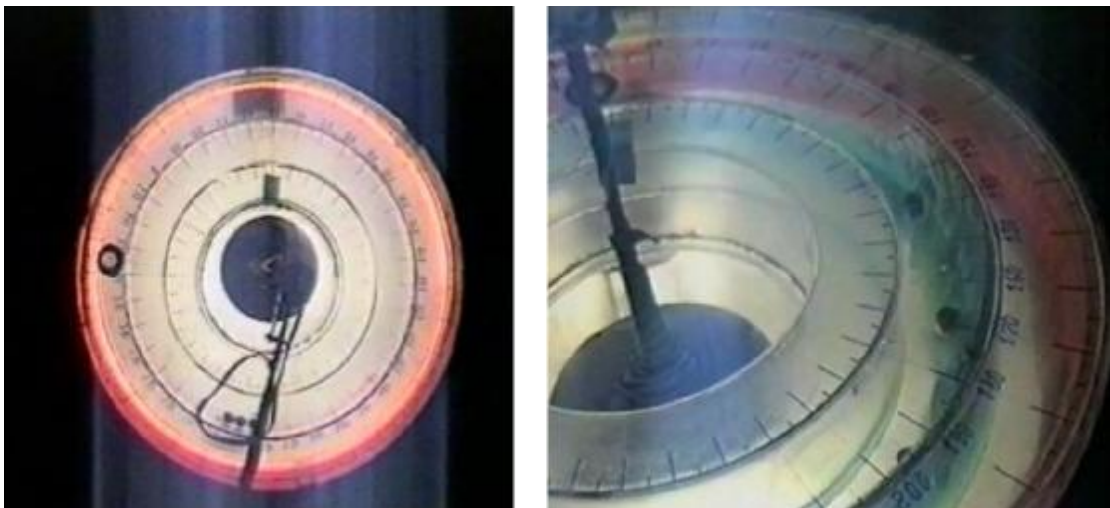


Рис. 2 Фрагмент відеозйомки захвату рідини камерою АБП з перегородками

Застосування автобалансира з перегородками дозволило зменшити мінімальну кутову швидкість, при якій відбувається захоплення рідини з $V = 24\text{c}^{-1}$ до $V = 19\text{c}^{-1}$, внаслідок чого час розгону ротора до робочих обертів зменшився з 15 до 8 с. Виявлено, що автобалансири з перегородками проходять резонанс із значно меншими вібраціями. Відеозйомка дозволила встановити що при проходженні резонансу рідина ще не встигла встановитись навпроти дисбалансу, і при наявності перегородок її рівномірний розподіл по колу автобалансира майже не порушується (як у випадку з АБП без перегородок) і не впливає на вібрації ротора.

Швидкісна відеозйомка використовувалась при дослідженні процесу лиття полімерних матеріалів

під тиском. Розроблено метод визначення швидкості струмінної течії формуючої рідини при заповненні робочої порожнини.

З допомогою високошвидкісної відеозйомки нами досліджено процес холодного об'ємного формування на холодновисадочних автоматах при утворенні головки цвяха на ковальсько-пресовому автоматі. Експозиція становила 1 / 8000 с. Аналіз одержаних відеозаписів проводили на цифровому відеоманітофоні моделі AG DV 2700. Процес формування шляпки цвяха було уповільнено на комп'ютері Pentium – 713.

При уповільненому огляді на моніторі ПК (рис. 3), одержаних за допомогою відеозйомки результатів, вперше вдалось побачити процес втрати стійкості консольної защемленої частини цвяха під час висадки головки та зафіксувати момент удару, що зумовило переглянути діючий технологічний процес, скорегувавши його на ліквідацію браку по ексцентриситету.

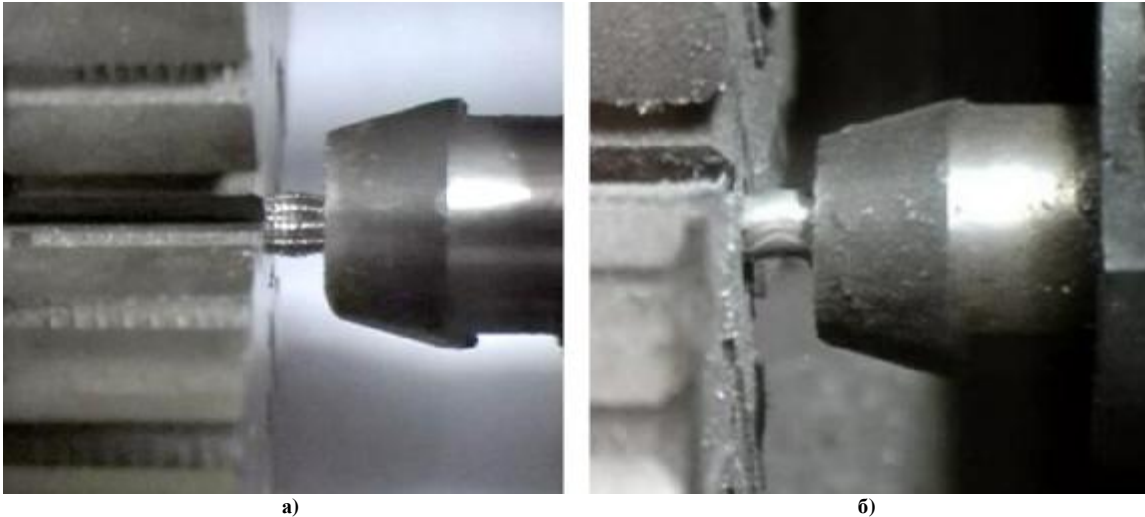


Рис. 3 Кадри швидкісного відеозапису процесу деформування під час висадки шляпки цвяха: а) прямий зріз торця; б) косий зріз торця

Показано, що під час деформації при наближенні величини прикладеної сили P до $P_{кр}$ різко зростає прогин заготовки. Встановлено, що наявність косоного торця заготовки під час відрізання та гостріння цвяха є причиною виникнення ексцентриситету прикладання стискаючих сил.

Приклади використання швидкісної відеозйомки на цьому не завершуються. Цей спосіб успішно використано при дослідженні охолоджуючої здатності рідких середовищ під час проведення гартування сталей для визначення тривалості бульбашкового кипіння, що особливо необхідно для розробки технологічного процесу ступеневого гартування сталі.

Висновок. Метод швидкісної відеозйомки є сучасним безконтактним способом вимірювання технологічних параметрів швидкоплинних процесів та дослідження характеру взаємодії контактуючих тіл.

Література

1. Черменский Г.П. Кинематографический метод исследования взаимодействия элементов герметичного ротационного холодильного компрессора / Черменский Г.П., ИщукВ.И., Никитин А.А // Холодильная техника. – 1987. – № 7. – С.24-25.
2. А.с.1514974 СССР. Открытия. Изобретения. 1989. Бюл. № 38
3. А.с.1652659 СССР. Открытия. Изобретения. 1989. Бюл. № 20
4. Патент 48774 А Україна, МПК G01N17/00. Спосіб безконтактного вимірювання параметрів вібрацій та визначення форм коливань об'єктів / Ройзман В. П., Чоловський Р.Г. Нікітін О.О. – 2001128351; заявл.15.02.2001; опубл. 15.08 2002, Бюл. № 8.
5. Патент 10217 Україна, МПК G01N17/00, F16F15/00. Спосіб безконтактного визначення раціонального кріплення плат в блоці радіоелектронної апаратури / Ройзман В. П., Нікітін О.О., Стрельбіцький В.В. – и 200502268; заявл.14.03.2005; опубл.15.11 2005, Бюл. № 11.
6. Олександренко В.П. Особливості аналізу хімічного складу речовин рентгенофлюоресцентним методом /Олександренко В.П., Дробот О.С., Нікітін О.В // Наукові нотатки. – 2007. – № 20 (2). – С.118-122.
7. Ройзман В.П. Результати застосування рідинних автобалансирів на роторі з горизонтальною віссю обертання. /Ройзман В.П. Ткачук В.П. Нікітін О.О // Сборник трудов УШ Международной научно-технической конференции «Повышение качества, надежности и долговечности технических систем и технологических процессов». Хургада. Египет, 5-12 декабря, 2009г. – Хмельницький- 2009. – С.19-22.

Надійшла до редакції
26.6.2010 р.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЛИС ДЛЯ ЦС РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

Розглянуті основні вимоги для проектування цифрових систем реального часу (ЦСРЧ). Було проведено огляд існуючої елементної бази, а також порівняльну характеристику основних типових схемних рішень у сучасній електроніці. Показані переваги використання ПЛИС-технологій при проектуванні ЦС реального часу.

The basic requirements for designing of digital systems of real time are considered. The review of element base, and also the comparative characteristic of the basic typical circuit decisions in modern electronics is spent. Advantage of application of FPGA-technologies is shown at designing of real time system.

Ключові слова: програмовані логічні інтегральні схеми (ПЛИС), система на кристалі, мікропроцесор.

Введение

Перед системами реального времени стоят конкретные задачи, которые надо решить «здесь и сейчас». Современная электронная элементная база дает множество вариантов схемотехнического и архитектурного решения, которые будут удовлетворять техническим требованиям.

Накапливая опыт применения самых современных цифровых технологий, нельзя допустить роста зависимости от производителей микросхем и прочих компонентов. Проектирующее предприятие становится заложником как инженерных кадров, владеющих ноу-хау отладки систем на основе конкретного микропроцессора (специализированной БИС), так и заложником самого микропроцессора, что еще хуже. При прекращении производства или поставок конкретной модели СБИС, использованной в качестве системообразующего элемента, возникает необходимость в существенной переработке программного обеспечения и схемотехники, а в некоторых случаях – и изменении архитектуры устройства/системы в целом. Кроме того, разработчик всегда вынужден подстраиваться под особенности и аппаратные ресурсы, заложенные в микросхему ее создателями, поскольку СБИС невозможно изменить, и поэтому нередко желаемые технические характеристики или потребительские свойства устройства/системы остаются недостижимыми, хотя современный уровень технологий и позволяет их реализовать [1].

Использование программируемых логических интегральных решений позволяет успешно решать задачи создания бортовых вычислительно-управляющих комплексов повышенной надежности. А также избавляет от 100 % зависимости от фирмы поставщика комплектующих.

Основные требования при проектировании ЦУ

Любое цифровое устройство характеризуется следующими параметрами:

1. множество входных наборов $\{x\}$;
2. множество выходных наборов $\{y\}$;
3. быстродействие $\{\tau\}$.

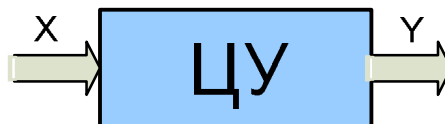


Рис. 1. Некоторое цифровое устройство

$y = f(x, t)$ – функция, характеризующая работу ЦУ.

Автономные устройства, например малые космические аппараты, беспилотные летательные аппараты, и многие другие при кажущейся несхожести имеют общие принципы построения бортовых вычислительно-управляющих комплексов исходные проблемы разработки:

- хранить максимум ноу-хау и интеллектуальной собственности в виде, пригодном для многократного использования;
- обеспечить возможность перехода от одного типа (платформы) системообразующих электронных компонентов к другому без необходимости глубокого редизайна устройства/системы;
- обеспечить возможность комплексной программно-аппаратной верификации аппаратуры на этапе проектирования.

Анализ элементной базы

Недавно возможностей цифровой электроники зачастую не хватало для решения локальных задач управления и обработки сигналов. Однако успешное развитие микроэлектронных технологий и бурный рост доступной интеграции и производительности интегральных микросхем привели к созданию новой ситуации для разработчиков электронной аппаратуры.

Более того, сегодня наряду с высокоинтегрированными и высокопроизводительными готовыми СБИС (микропроцессорами и микроконтроллерами) в руках у инженера-разработчика оказались и

«полуфабрикаты», а также средства проектирования, достаточные для синтеза вычислительно-управляющих структур с огромными возможностями в лабораторных условиях. Речь идет о программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС). С момента их появления несколько десятилетий назад популярность ПЛИС как средства интеграции цифровой логики устойчиво росла с увеличением их емкости, производительности и надежности. Сегодня ведущие производители ПЛИС предлагают рынку изделия, способные благодаря миллионам высокопроизводительных элементов и развитой системе внутренних связей заменять широкий класс СБИС, включая микропроцессорные комплекты и микроконтроллеры.

Программируемые матрицы – это «полуфабрикат», однородная структура, накладывающая минимальное количество ограничений на разработчика как программного, так и аппаратного решения для будущего устройства. Безусловно, не все ПЛИС одинаковы, но перенос готового и отлаженного HDL-решения с одной платформы ПЛИС на другую требует несопоставимо меньших, по сравнению с заменой микропроцессора, усилий. Зависимость от поставщика снижается как по причине возможности замены производителя ПЛИС, так и потому, что вся информация об архитектурных, аппаратных и программных особенностях конечного изделия находится в руках разработчика.

В качестве примера рассмотрим характеристики современного семейства ПЛИС фирмы Xilinx Spartan 6 (табл. 1) [2]:

Объединение в одном кристалле микропроцессорного ядра и специализированных контроллеров обработки данных, объединенных внутрикристалльной шиной, а также возможность аппаратной цифровой обработки потоков данных вне процессорного ядра дает право называть интегральное решение на основе ПЛИС «системой на кристалле».

Таблица 1

Характеристики современного семейства ПЛИС Spartan 6

SPARTAN 6		Spartan-6 LX (1.2 В, 1.0 В)							
		Подсемейство, оптимизированное под применения в устройствах массового производства для реализации логики, ЦОС и интерфейсов памяти							
		LX4	LX9	LX16	LX25	LX45	LX75	LX100	LX150
Логические ресурсы	Кристалл (XC6S...)								
	Секции (4 6-LUT + 8 FF)	600	1 430	2 278	3 758	6 822	11 662	15 822	23 038
	Логические ячейки	3 840	9 152	14 579	24 051	43 661	74 637	101 261	147 443
Память	Триггеры	4 800	11 440	18 224	30 064	54 576	93 296	126 576	184 304
	Распределенная память (max, кбит)	75	90	136	229	401	692	976	1 355
	Блоки памяти BRAM (по 18 кбит)	12	32	32	52	116	172	268	268
Синхронизация	Общая емкость BRAM (кбит)	216	576	576	936	2 088	3 096	4 824	4 824
	Блоки синхронизации (СМТ)	2	2	2	2	4	6	6	6
Ресурсы ввода-вывода	Контакты (max)	132	200	232	266	358	400	480	576
	Диф. Пары (max)	66	100	116	133	179	200	240	288
Встроенные аппаратные ядра	DSP48A1	8	16	32	38	58	132	180	180
	PCI Express® блок	-	-	-	-	-	-	-	-
	Контроллер памяти	0	2	2	2	2	4	4	4
	Трансивер GTP	-	-	-	-	-	-	-	-
Классы быстродействия	Коммерческий (C)	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3
	Индустриальный (I)	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3	-L1,-2,-3
Конфигурация	Конфигурационная память (Мбит)	2.7	3.7	6.4	11.9	19.6	26.5	33.8	
		Корпус		Размер/шаг		Максимальное число пользовательских контактов			
		CPG196	8x8/0.5 мм	106	106	106			
		TQG144	20x20/0.5 мм	102	102				
		CSG225	13x13/0.8 мм	132	160	160			
		CSG324	15x15/0.8 мм		200	232	226	218	
		CSG484	19x19/0.8 мм					320	328
		FT(G)256	17x17/1.0 мм		186	186	186		338
		FG(G)484	23x23/1.0 мм			266	316	280	326
		FG(G)676	27x27/1.0 мм				358	408	480
		FG(G)900	31x31/1.0 мм						498
									576

По сравнению со стандартными или заказными (полузаказными) СБИС программируемые логические схемы обладают рядом преимуществ (табл. 2) [3].

Таблица 2

Сравнение ПЛИС и специализированных СБИС

ПЛИС	Заказные СБИС
Более быстрая аппаратная часть	Более медленная аппаратная часть
Меньшее количество логических элементов	Большее количество логических элементов
Большая мощность	Меньшая мощность
Более высокая себестоимость	Более низкая себестоимость
Драйвер процессов ИС	Сложно отследить последний процесс
Не требует наличия топологии и физического воплощения	Наличие топологии и физическое воплощение
Возможность внесения изменений: выполняется в течение нескольких минут	Возможность внесения изменений: выполняется в течение нескольких недель
Можно добавлять любые новые функции, менять протоколы, адаптировать в полевых условиях	Аппаратное устройство – нет возможности исправлений, пересмотра или адаптаций

Преимущества ПЛИС очевидны. Именно поэтому для реализации все большего числа цифровых устройств разработчики используют программируемые микросхемы.

Особенности применения ПЛИС в режиме реального времени

Устройства реального времени имеют жесткую привязку к временной составляющей при решении задачи. К примеру, необходимо создать радиационно-стойкий центральный вычислитель для космического аппарата. Неотъемлемые атрибуты центрального вычислителя – это вторичный источник питания, процессор (это может быть Leon, VAX, Intel x86, ARM или PowerPC), математический сопроцессор, контроллер локальной шины (например, compactPCI), сетевой контроллер (мультиплексный канал обмена MIL-STD-1553 или SpaceWire) и модуль памяти (рис. 2а). В случае применения ПЛИС высокой интеграции «снаружи» остается только источник питания, память и оконечные формирователи шинных сигналов: вся остальная цифровая схемотехника может быть реализована в виде модулей и интегрирована в одну/две микросхемы программируемой логики (рис. 2б).

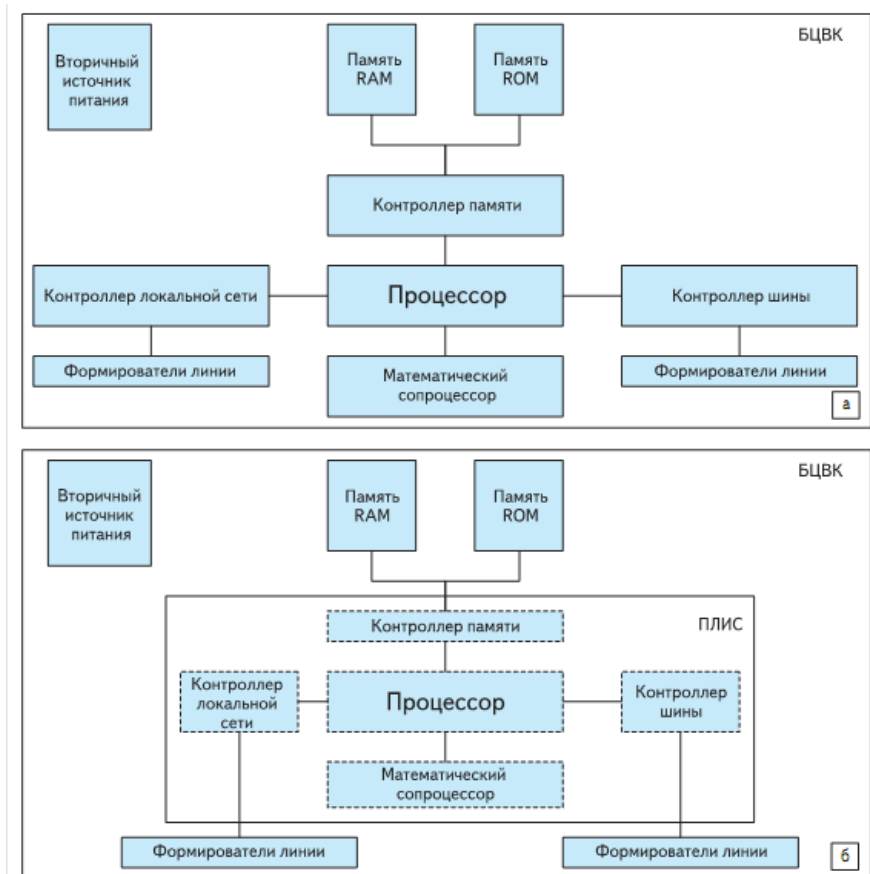


Рис. 2. Варианты применения различной элементной базы при проектировании ЦУ РВ

Какие же преимущества имеет такое решение? Во-первых: весь вычислитель может быть подвергнут симуляции и глубокой тестировке при помощи средств отладки и программно-аппаратных средств. Для отладки «в железе» вычислитель может быть синтезирован в базе многократно программируемой логики и прошит в микросхему без каких бы то ни было потерь в функциональности. Во-вторых: ускоряется и существенно упрощается процедура внесения модификаций в цифровую схемотехнику – как за счет применения языка описания оборудования вместо принципиальных электрических схем, так и за счет модульности дизайна. В-третьих: весь вычислитель в виде интеллектуальной собственности находится у разработчика и, соответственно, может применяться и развиваться при создании следующих проектов без рисков, связанных с прекращением поставок сложнотехнологических цифровых компонентов.

Применение радиационно-стойких микросхем семейства RTAX, выпускаемых компанией Actel [4] и известных своей высокой надежностью и рекордной производительностью, позволяет решить проблему резервирования вычислителя на уровне кристалла. Встроенная в архитектуру данных ПЛИС система тройного мажоритирования каждого логического элемента позволяет получить без каких-либо усилий со стороны разработчика существенный прирост стойкости изделия к тяжелым заряженным частицам и упрощение схемотехники за счет отказа от «внешних» схем мажоритирования. Кроме того, сокращение количества шин на печатной плате, обусловленное соединением всех ключевых узлов системы внутрикристалльной шиной ОСМ, также благотворно сказывается на надежности. Особенно ярко выгоды данного решения проявляются в микро- и наноспутниках [5], для которых вся цифровая бортовая аппаратура может быть интегрирована в один-два корпуса ПЛИС.

Хотя, радиационно-стойкие ПЛИС высокой интеграции сейчас весьма недешевы, равно как и описанные выше средства разработки, эти затраты сопоставимы со стоимостью решений на основе радиационно-стойких процессоров и компенсируются сокращением косвенных затрат на разработку и поддержанием проектов в долгосрочной перспективе, и сокращением времени готовности новых решений от момента получения технических требований на разработку (time-to-market), что становится особенно важным в условиях рыночной конкуренции разработчиков электронной аппаратуры.

Заключение

Существенное снижение в последние годы стоимости ПЛИС делает их использование экономически эффективными даже в серийном производстве. Развитие технологии производства интегральных микросхем к настоящему времени сделало доступными для массового потребителя технически совершенные и производительные программируемые логические матрицы высокой интеграции. Появление подобных изделий позволяет пересмотреть роль и значение ПЛИС в современной электронной системе сбора и обработки информации. Превращение программируемых матриц из вспомогательного средства компактного размещения цифровой «логики» в системообразующий элемент открывает новые технические возможности в разработке бортовых систем и дает возможность решить ряд экономических и организационных проблем, связанных с применением традиционных решений типа «система на плате». Применение ПЛИС позволяет существенно уменьшить зависимость предприятий, разработчиков электронной аппаратуры, от производителей и заложить крепкий фундамент для развития современных вычислительных комплексов реального времени.

Литература

1. Косткин М. Архитектурные и схмотехнические решения вычислительно-управляющих комплексов на основе микросхем программируемой логики / Косткин М., Поздняков П., Попович А // Компоненты и технологии. – 2008. – № 5. С. – 62 – 65.
2. Spartan-6. Lowest Power High-Performance FPGAs. Data Sheet. – ver. 2. – 2009, February. – P. 5-12.
3. Леклидер Т. Погружаясь в ПЛИС / Леклидер Т // Компоненты и технологии. – 2006. – № 12. – С. – 59-64.
4. Карпов С. Разработка систем на кристалле на базе ПЛИС Actel [Режим доступа] – <http://www.actel.com>
5. Муравьев В. Микроспутники. Краткое описание // Новости космонавтики. – 2004. – № 4. – С.24-36.

Надійшла до редакції
10.6.2010 р.

УДК 681.323

В.М. ГУСЯТИН, Я.В. ЧАГОВЕЦ, Д.Г. КОЖУШКО

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

МЕТОД БЫСТРЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ ДЛЯ ЗАДАЧИ АНИЗОТРОПНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ПРИ СИНТЕЗЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБРАТНЫМ ТРАССИРОВАНИЕМ

В статье предложен метод быстрых вычислений для задачи анизотропной фильтрации текстур. Суть метода заключается в представлении текстуры в виде кватернарного дерева предвычисленных значений взвешенных цветов, последующем проходе по такому дереву с суммированием значений в вершинах, попавших внутрь проекции пикселя на плоскость текстуры и нахождении интегрального цвета пикселя. Предложены соотношения для расчета взвешенных цветов в вершинах кватернарного дерева для случая выполнения фильтрации функцией *Box* и функцией *Courant* (Курант).

The fast computation method for the anisotropic texture filtering is proposed. According to the method the texture is represented as a quad-tree of the precomputed values of weighted colors and thereafter quad-tree is traversed with a summation of values at the vertices lain inside the projection of a pixel on the texture plane, thus computing an integral pixel color. Proportion of the amount of such colors to the volume of the filter function is an integral color of pixel projection. Relations for computation of weighted colors at the vertices of a quad-tree are proposed for the filtering function of the Box and the Kurant.

Ключевые слова: текстура, алиасинг, пиксел.

Введение

Исследования ведущих специалистов в области компьютерной графики показывают, что метод обратного трассирования (ray tracing) позволяет синтезировать изображения высокой реалистичности [1,2,3]. Однако, при использовании этого метода, как и при использовании метода прямого трассирования, существует проблема устранения эффекта алиасинга (aliasing), явление которого в процессе синтеза

ізображений різко знижає їх реалістичність. В зв'язі з цим розробка методів усунення аліасинга при синтезі ізображень обратним трассированием являється актуальною проблемою.

В роботах [4,5] використовуються методи фільтрації текстур, які не учитують форму проєкції пікселя на площину текстури, що призводить до надлишкового розмиття ізображення. В роботі [6] використовується підхід, оснований на методі анізотропної фільтрації, при якому використовуються додаткові вибірки, розташовані залежно від положення спостерігача відносно сцени. Такий підхід в разі використання обратного трассирования неадекватен, так як вимагає додатково трассированих променів [2]. В відміння від [2,6], метод анізотропної фільтрації, викладений в статті авторів [7], не вимагає додатково трассированих променів. В той же час, при виконанні фільтрації в площині текстури кількість вибірок з пам'яті та арифметических операцій зростає пропорційно збільшенню роздільності текстури. Метою статті являється розробка методу швидких обчислень, зменшувачого кількість вибірок з пам'яті та арифметических операцій при виконанні анізотропної фільтрації на основі методу, викладеного в статті авторів [7].

Згідно з запропонованим в роботі [7] методом колір кожного пікселя визначається як інтегральний колір проєкції пікселя на площину текстури згідно з співвідношенням:

$$R^* = \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} T(x_T, z_T) H^{Ys,Zs}(x_T, z_T) dx_T dz_T. \quad (1)$$

Авторами розглянуті два варіанти фільтрації, для кожного з яких були отримані відповідні співвідношення вагової функції $H^{Ys,Zs}$.

В комп'ютерній графіці текстура задається, як правило, на основі матриці кольорів $M = \{C_{i,j}\}$, де $C_{i,j}$ – значення кольорів для i, j -ячейки; $i = 0..N-1, j = 0..N-1$ – цілі числа; $N = 2^n$, n – ціле число, $n \geq 0$. Використовуючи елементи матриці, задамо функцію $T(x_T, z_T)$, для якої координати $\{x_T, z_T\}$ нормалізовані і знаходяться в інтервалі $[0,1)$ (єдинична текстура) в вигляді співвідношення:

$$T(x_T, z_T) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} C_{i,j} b_0(x_T - i) b_0(z_T - j), \quad (2)$$

де:

$$b_0(t) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } t \in [0,1), \\ 0, & \text{якщо } t \notin [0,1). \end{cases}$$

Постановка задачі дослідження

Для швидкого обчислення (1) в разі, коли текстура задана згідно (2), скористаємося способом задавання текстури, викладеним в роботі авторів [8] в вигляді кватернарного дерева. Кожна вершина дерева може містити інформацію про чотири дочірні піддерев'я, така вершина називається вузлом. Вершина, яка не містить інформації про дочірні піддерев'я, називається листовою.

Пропонується в кожній вершині дерева зберігати інформацію, необхідну для швидкого обчислення (1). Вершина дерева відповідає області текстури, маючій форму квадрата, яка, в свою чергу, може ділитися на чотири квадрата меншого розміру. Кватернарне дерево складається з кінцевого множини таких вершин. Швидке обчислення інтегрального кольору проєкції пікселя пропонується здійснювати наступним чином. Визначаються квадрати, відповідні вершинам, повністю потрапивши всередину проєкції пікселя, і в процесі пошуку визначається сума значень кольорів, збережених в цих вершинах, зважених на відповідну вагову функцію. На основі цієї суми обчислюється інтегральний колір (1).

Вид інформації, збереженої в вершинах дерева, відрізняється залежно від типу використовуваної вагової функції $H^{Ys,Zs}(x_T, z_T)$. Розглянемо запропонований метод для випадку вагової функції нульової (Вох) і першої (функція Куранта) ступеня.

Основні співвідношення для випадку фільтрації функцією Вох

В статті [7] при знаходженні проєкції пікселя на площину текстури було запропоновано апроксимувати реальну форму вагової функції, побудованої в координатах площини текстури, функцією виду (рис. 1).

$$H_B^{Ys,Zs}(x_T, z_T) = \begin{cases} K_B, & \text{якщо } f_k(x_T, z_T) = 1 \forall k = \overline{1..4}, \\ 0, & \text{якщо } f_k(x_T, z_T) \neq 1 \exists k = \overline{1..4}, \end{cases}$$

де: $f_k(x_T, z_T) = \text{sgn}(\mathbf{v}_{oy} \cdot (\mathbf{v}'_k(x_T, z_T) \times \mathbf{v}_k))$ – функція, показуюча, з якої сторони від вектора, побудованого вздовж сторони проєкції пікселя, лежить точка $q = \{x_T, z_T\}$ (рис. 1);

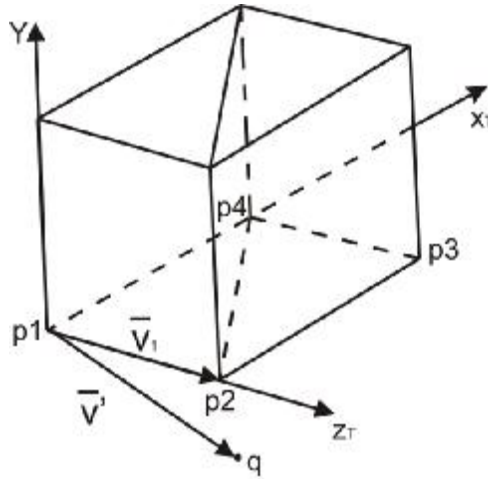


Рис. 1. Весовая функция нулевой степени (Box)

$\mathbf{v}_k = p_{k+1} - p_k$ – вектор, исходящий из k -й вершины, идущий вдоль стороны проекции пикселя и направленный таким образом, что проекция лежит слева от него;

$\mathbf{v}'_k(x_T, z_T) = q - p_k$ – вектор, исходящий из k -й вершины, идущий в направлении точки q ;

p_1, p_2, p_3, p_4 – проекции вершин пикселя на плоскость текстуры, взятые для определенности в таком порядке, что при обходе от p_k до p_{k+1} проекция пикселя остается слева (рис. 1);

$\mathbf{v}_{oy} = \{0, 1, 0\}$ – единичный вектор, направленный вдоль оси Y ;

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & \text{если } x < 0 \\ 0, & \text{если } x \geq 0 \end{cases}$$

Согласно предлагаемому подходу четырехугольник проекции пикселя делится на два треугольника p_1, p_2, p_4 и p_2, p_3, p_4 .

В этом случае (1) принимает вид:

$$\begin{aligned} R^* &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} T(x_T, z_T) H_B^{Ys, Zs}(x_T, z_T) dx_T dz_T = \\ &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} T(x_T, z_T) H_{\Delta_1}^{Ys, Zs}(x_T, z_T) dx_T dz_T + \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} T(x_T, z_T) H_{\Delta_2}^{Ys, Zs}(x_T, z_T) dx_T dz_T, \end{aligned} \quad (3)$$

где: Δ_1, Δ_2 – треугольные области интегрирования, на которые разбивается четырехугольная область D (проекция пикселя на плоскость текстуры);

$$\begin{aligned} H_{\Delta_1}^{Ys, Zs}(x_T, z_T) &= K_B (f_1(x_T, z_T) \wedge f_4(x_T, z_T) \wedge \text{sgn}(\mathbf{v}_{oy} \cdot (\mathbf{v}'_1(x_T, z_T) \times (p_4 - p_2))))), \\ H_{\Delta_2}^{Ys, Zs}(x_T, z_T) &= K_B (f_2(x_T, z_T) \wedge f_3(x_T, z_T) \wedge \text{sgn}(\mathbf{v}_{oy} \cdot (\mathbf{v}'_4(x_T, z_T) \times (p_2 - p_4))))). \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь и далее под знаком \wedge следует понимать операцию конъюнкции.

Так как функции (4) в пределах треугольных областей Δ_1, Δ_2 равны K_B , а за их пределами нулю, и интегрирование выполняется по треугольным областям, то (3) принимает вид:

$$R^* = K_B \left(\iint_{\Delta_1} T(x_T, z_T) dx_T dz_T + \iint_{\Delta_2} T(x_T, z_T) dx_T dz_T \right) = K_B (C_1^* + C_2^*), \quad (5)$$

C_1^*, C_2^* – цвета, взвешенные по площади областей Δ_1, Δ_2 .

В статье [7] было доказано, что $K_B = 1/S_D = 1/(S_{\Delta_1} + S_{\Delta_2})$. Подставим его в (5):

$$R^* = (C_1^* + C_2^*) / (S_{\Delta_1} + S_{\Delta_2}), \quad (6)$$

$S_{\Delta_1}, S_{\Delta_2}$ – площади треугольников Δ_1, Δ_2 .

С учетом (2) C_1^* принимает вид:

$$C_1^* = \iint_{\Delta_1} \left(\sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} C_{i,j} b_0(x_T N - i) b_0(z_T N - j) \right) dx_T dz_T =$$

$$= O_1 + \sum_{k=0}^{P-1} \iint_{\Delta_1} C_{i(k),j(k)} b_0(x_T N - i(k)) b_0(z_T N - j(k)) dx_T dz_T = O_1 + \sum_{k=0}^{P-1} \frac{C_{i(k),j(k)}}{N^2},$$

где: O_1 – сумма интегралов, учитывающая тексели, частично попавшие внутрь области интегрирования Δ_1 ;

k – номер текселя, полностью попавшего внутрь области интегрирования;

$i(k), j(k)$ – координаты k -го текселя в текстуре;

P – количество текселей, полностью попавших внутрь области интегрирования.

Аналогичные соотношения справедливы и для C_2^* .

Предлагается при расчете взвешенных цветов не учитывать тексели, частично попавшие внутрь треугольных областей интегрирования Δ_1, Δ_2 . Тогда:

$$C_{1,2}^* \approx C_{1,2}^{**} = \sum_{k=0}^{P-1} \frac{C_{i(k),j(k)}}{N^2}.$$

В этом случае R^* предлагается вычислять приближенно по формуле:

$$R^* \approx R^{**} = (C_1^{**} + C_2^{**}) / (S_{\Delta_1} + S_{\Delta_2}), \quad (7)$$

Геометрический смысл величин C_1^{**}, C_2^{**} – объем подынтегральной функции текстуры, отсекаемый областями соответственно Δ_1^*, Δ_2^* , которые являются частью областей треугольников Δ_1, Δ_2 , ограниченных площадью текселей, полностью попавших внутрь этих треугольников (рис. 2).

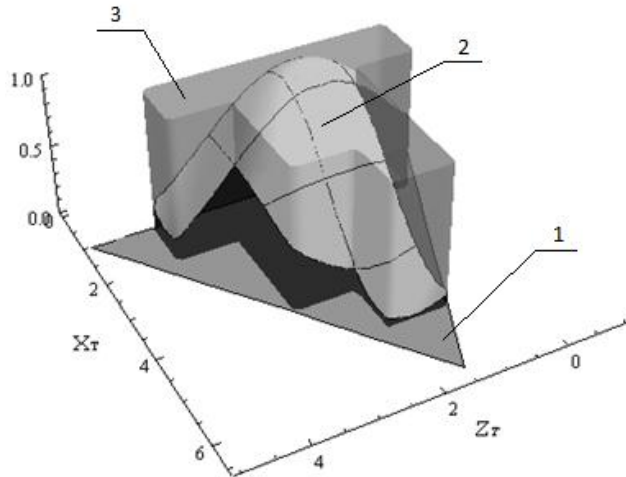


Рис. 2. Геометрический смысл элементов задачи нахождения интегрального цвета для случая функции фильтра $H_B^{Ys,Zs}$

На рисунке 2 показана область Δ_1 , обозначенная “1”. Нашей целью является нахождение интегрального цвета этой области. На осях x_T, z_T заданы координаты в плоскости текстуры, а по оси Y условно отложен цвет текстуры. Поверхность, обозначенная “2”, является геометрической интерпретацией непрерывной функции текстуры, помноженной на весовую функцию. Через “3” обозначена весовая функция, высота которой равна единице. Учитываются квадраты (тексели текстуры), находящиеся внутри области Δ_1^* . Объем, призматического тела, имеющего основанием один из квадратов и отсекаемого сверху функцией текстуры, численно равен взвешенному цвету данного квадрата (текселя текстуры). В процессе вычисления взвешенных цветов $C_{1,2}^{**}$ находится сумма взвешенных цветов для всех текселей, полностью попавших внутрь треугольника, обозначенного “1”.

Основные этапы вычислений метода для случая фильтрации функцией Вох

Этап 1. Формирование дерева. Является подготовительным этапом и выполняется вне реального времени.

Введем обозначение:

$W_{i,j}^m$ – взвешенный цвет i, j -го текселя в m -м уровне. Здесь $i = 0, 2^m - 1, j = 0, 2^m - 1$ – номера

текселей текстуры в пределах уровня.

На первом проходе формируется матрица $M^* = \{w_{i,j}^n\}$ взвешенных по площади цветов верхнего уровня дерева, где $w_{i,j}^n = C_{i,j} / 2^{2n}$.

На втором и последующих проходах формируются последующие уровни дерева, взвешенный цвет $w_{i,j}^m$ вершин которых вычисляется с помощью соотношения $w_{i,j}^m = w_{2i,2j}^{m+1} + w_{2i+1,2j}^{m+1} + w_{2i+1,2j+1}^{m+1} + w_{2i,2j+1}^{m+1}$ для всех $m = \overline{0, n-1}$.

Таким образом, в каждой вершине образованного дерева хранится информация о взвешенном цвете участка текстуры, соответствующего данной вершине, которая используется для быстрого вычисления интегрального цвета проекции пикселя.

Этап 2. Нахождение интегрального цвета. Выполняется в реальном времени.

Для каждого из треугольников p_1, p_2, p_4 и p_2, p_3, p_4 выполняется алгоритм поиска участков текстуры (текселей), соответствующих вершинам дерева и полностью попавших внутрь треугольников (рис. 3).

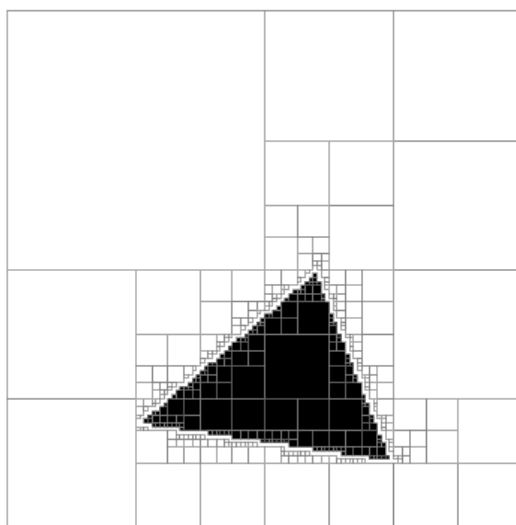


Рис. 3. Формирование области, например Δ_1^* , из наибольших КК, попавших внутрь треугольника

Одновременно в процессе поиска вычисляют суммарный взвешенный цвет $C_1^{**} + C_2^{**}$ проекции пикселя.

$$\begin{aligned} \text{sumBox}(p_1, p_2, p_3, p_4, \text{tree}) &= \text{sumTri}(p_1, p_2, p_4, \text{tree}) + \\ &+ \text{sumTri}(p_2, p_3, p_4, \text{tree}), \end{aligned} \quad (8)$$

где sumTri – функция, которая вычисляет суммарный взвешенный цвет текселей, полностью попавших в треугольник. В процессе вычисления функции выполняется проход – от уровней с малой детализацией к уровням с более подробной детализацией.

Основные математические соотношения для случая фильтрации функцией Куранта

Рассмотрим случай фильтрации функцией первой степени.

В статье [7] было предложено аппроксимировать реальную форму проекции фильтра на плоскость текстуры функцией вида (рис. 4).

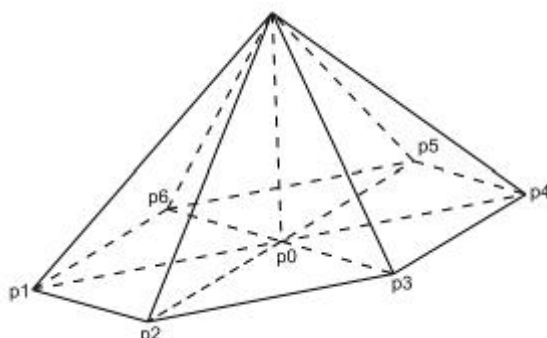


Рис. 4. Функция Куранта $H_T^{Y_s, Z_s}$

$$H_T^{Ys,Zs}(x_T, z_T) = K_T \cdot \begin{cases} plane_1(x_T, z_T), \text{ если } F_1(x_T, z_T) = 1 \\ plane_2(x_T, z_T), \text{ если } F_2(x_T, z_T) = 1 \\ plane_3(x_T, z_T), \text{ если } F_3(x_T, z_T) = 1 \\ plane_4(x_T, z_T), \text{ если } F_4(x_T, z_T) = 1, \\ plane_5(x_T, z_T), \text{ если } F_5(x_T, z_T) = 1 \\ plane_6(x_T, z_T), \text{ если } F_6(x_T, z_T) = 1 \\ 0, \text{ иначе} \end{cases} \quad (9)$$

где: $plane_k(x_T, z_T) = D_k \cdot (x_T \cdot A_k + z_T \cdot B_k + C_k)$ – одна из шести боковых граней пирамиды,

$$A_k = z_k - z_{k+1}, B_k = x_{k+1} - x_k, C_k = x_k z_{k+1} - x_{k+1} z_k,$$

$$D_k = \frac{1}{x_{k+1} z_0 - x_{k+1} z_k + z_k x_0 + x_k z_{k+1} - z_{k+1} x_0 - x_k z_0},$$

x_k, z_k – координаты точки p_k ,

x_{k+1}, z_{k+1} – координаты точки p_{k+1} ,

$$F_k(x_T, z_T) = f_k(x_T, z_T) \wedge f'_k(x_T, z_T) \wedge f''_k(x_T, z_T),$$

$$f_k(x_T, z_T) = \text{sgn}(\mathbf{v}_{oy} \cdot (\mathbf{v}'_k(x_T, z_T) \times \mathbf{v}_k)),$$

$$f'_k(x_T, z_T) = \text{sgn}(\mathbf{v}_{oy} \cdot (\mathbf{v}'_{k+1}(x_T, z_T) \times (-\mathbf{v}_{0,k+1}))),$$

$$f''_k(x_T, z_T) = \text{sgn}(\mathbf{v}_{oy} \cdot (\mathbf{v}'_0(x_T, z_T) \times \mathbf{v}_{0,k})),$$

$\mathbf{v}_{0,k} = p_k - p_0$ – вектор, исходящий из 0-й вершины, идущий в направлении k -ой вершины и направленный таким образом, что проекция лежит слева от него.

$\mathbf{v}'_k(x_T, z_T) = q(x_T, z_T) - p_k$ – вектор, исходящий из k -й вершины, идущий в направлении точки $q(x_T, z_T)$.

$\mathbf{v}'_0(x_T, z_T) = q(x_T, z_T) - p_0$ – вектор, исходящий из 0-й вершины, идущий в направлении точки $q(x_T, z_T)$.

p_k – проекции центров семи смежных пикселей на плоскость текстуры [7] (рис. 4) ($k = \overline{0..6}$).

Соотношение (9) будет выполняться, если на последнем шаге обхода примем $p_7 = p_1$.

В этом случае (1) принимает вид:

$$\begin{aligned} R^* &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int T(x_T, z_T) H_T^{Ys,Zs}(x_T, z_T) dx_T dz_T = \\ &= \iint_D T(x_T, z_T) H_T^{Ys,Zs}(x_T, z_T) dx_T dz_T = \\ &= K_T \left(\iint_{\Delta_1} T(x_T, z_T) plane_1(x_T, z_T) dx_T dz_T + \dots + \right. \\ &\quad \left. + \iint_{\Delta_6} T(x_T, z_T) plane_6(x_T, z_T) dx_T dz_T \right) = K_T \sum_{k=1}^6 C_k^*, \end{aligned} \quad (10)$$

где: D – область интегрирования, образованная шестиугольником $p_1 p_2 p_3 p_4 p_5 p_6$ (рис. 4).

$\Delta_1, \dots, \Delta_6$ – треугольные области интегрирования, на которые разбивается шестиугольная область D .

Запишем одно из слагаемых из (10):

$$C_k^* = \iint_{\Delta_k} T(x_T, z_T) plane_k(x_T, z_T) dx_T dz_T \quad (11)$$

– взвешенный цвет по площади Δ_k с учетом весовой функции $plane_k(x_T, z_T)$.

Геометрический смысл величин C_1^*, \dots, C_6^* – объем подынтегральной функции текстуры, взвешенный на соответствующую весовую функцию $plane_k(x_T, z_T)$, отсекаемый областями $\Delta_1, \dots, \Delta_6$ (рис. 5).

Согласно [7] подставим K_T в (10):

$$R^* = 3 \sum_{k=1}^6 C_k^* / \sum_{k=1}^6 S_{\Delta_k} . \tag{12}$$

S_{Δ_k} – площади треугольников Δ_k .

В нашем случае вместо областей Δ_k учитываются их подобласти Δ_k^* соответственно. В этом случае интегральный цвет записывается соотношением:

$$R^* \approx R^{**} = 3 \sum_{k=1}^6 C_k^{**} / \sum_{k=1}^6 S_{\Delta_k} , \tag{13}$$

где: Δ_k^* – область, образованная из текселей текстуры, полностью попавших внутрь Δ_k ;

C_k^{**} – имеет тот же смысл, что и C_i^* , но при их вычислении учитываются подобласти Δ_k^* .

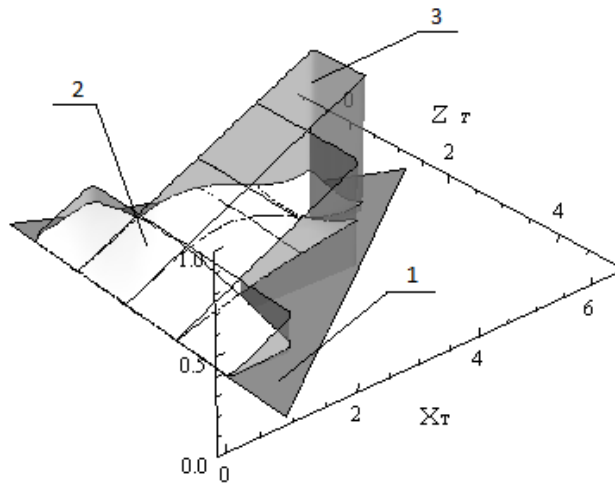


Рис. 5. Геометрический смысл элементов задачи нахождения интегрального цвета для случая функции фильтра $H_T^{Ys, Zs}$

По аналогии с рис. 2 на рис. 5 показана область Δ_1 , обозначенная “1”. Нашей целью является нахождение интегрального цвета этой области. На осях x_T, z_T заданы координаты в плоскости текстуры, а по оси Y условно отложен цвет текстуры. Поверхность, обозначенная “2”, является геометрической интерпретацией функции текстуры, помноженной на весовую функцию. Через “3” обозначена весовая функция. Учитываются исключительно квадраты (тексели текстуры), полностью находящиеся внутри области Δ_1^* . Объем призматического тела, имеющий основанием один из квадратов и отсекаемый сверху функцией, обозначенной “2”, является геометрической интерпретацией взвешенного цвета данного квадрата (текселя текстуры). В результате вычисления находится сумма таких взвешенных цветов для всех текселей, полностью попавших внутрь треугольника “1”.

Предлагается быстрый метод вычисления (11). Запишем:

$$plane_k(x_T, z_T) = a_k x_T + b_k z_T + c_k$$

Тогда (11) приобретает вид:

$$C_k^{**} = \sum_{r=0}^{L-1} \iint_{d_r} C_{i,j} (a_k x_T + b_k z_T + c_k) dx_T dz_T \tag{14}$$

где: L - количество текселей уровня n , полностью попавших внутрь области интегрирования Δ_k ;

d_r – область r -го текселя текстуры с координатами левой нижней вершины $\{i/N, j/N\}$, а правой верхней $\{(i+1)/N, (j+1)/N\}$, полностью попавшего внутрь области Δ_k ;

i, j – координаты r -го текселя в уровне n текстуры.

Вычислим интеграл под суммой в (14):

$$\iint_{d_r} C_{i,j} (a_k x_T + b_k z_T + c_k) dx_T dz_T = \int_{\frac{j}{N}}^{\frac{j+1}{N}} \int_{\frac{i}{N}}^{\frac{i+1}{N}} C_{i,j} (a_k x_T + b_k z_T + c_k) dx_T dz_T =$$

$$= a_k \cdot Ka_{i,j} + b_k \cdot Kb_{i,j} + c_k \cdot Kc_{i,j}$$

где:

$$Ka_{i,j} = C_{i,j} \frac{i + \frac{1}{2}}{N^3}; Kb_{i,j} = C_{i,j} \frac{j + \frac{1}{2}}{N^3}; Kc_{i,j} = \frac{C_{i,j}}{N^2}.$$

Коэффициенты $Ka_{i,j}, Kb_{i,j}, Kc_{i,j}$ не зависят от наклона плоскости $plane_k$ и могут быть заранее вычислены для каждого текселя текстуры. При этом предлагается в каждом текселе текстуры хранить кортеж $K_{i,j} = (Ka_{i,j}, Kb_{i,j}, Kc_{i,j})$.

Основные этапы метода для случая фильтрации функцией Куранта

Этап 1. Формирование дерева. Является подготовительным этапом и выполняется вне реального времени.

Дерево в этом случае формируется в два прохода. На первом проходе формируется матрица кортежей $M^* = \{K_{i,j}^n\}$. Верхним индексом обозначим номер уровня. На втором проходе формируется кватернарное дерево кортежей. Каждый последующий кортеж дерева $K_{i,j}^m$ вычисляется с помощью следующего соотношения:

$$K_{i,j}^m = K_{2i,2j}^{m+1} + K_{2i+1,2j}^{m+1} + K_{2i+1,2j+1}^{m+1} + K_{2i,2j+1}^{m+1}, \text{ для всех } m = \overline{0, n-1}.$$

Здесь и далее под операцией суммирования кортежей подразумевается их поэлементное суммирование.

Этап 2. Нахождение интегрального цвета. Выполняется в реальном времени.

Проекция центров семи смежных пикселей [7] (рис. 3) представляет собой шестиугольник $P_1P_2P_3P_4P_5P_6$. Согласно предложенному методу этот шестиугольник делится на шесть треугольников: $P_1P_0P_2, P_2P_0P_3, P_3P_0P_4, P_4P_0P_5, P_5P_0P_6, P_6P_0P_1$;

Для каждого из треугольников вычисляется кортеж сумм коэффициентов $(Ka_{sum}, Kb_{sum}, Kc_{sum})$ при помощи функции $sumTri$ для дерева кортежей.

Взвешенный цвет каждой треугольной области будет определяться соотношением

$$C_k^{**} = a_k \cdot Ka_{sum} + b_k \cdot Kb_{sum} + c_k \cdot Kc_{sum}$$

Интегральный цвет проекции пикселя будет вычисляться согласно (13).

Результаты моделирования

Расчет количества операций, необходимых для накопления коэффициентов $Ka_{i,j}, Kb_{i,j}, Kc_{i,j}$, приходящихся на один тексель текстуры (классификационный квадрат – КК) для трех составляющих цвета при выполнении анизотропной фильтрации методом, основанным на использовании текстур, заданных растровой матрицей цветов и предложенным методом быстрых вычислений с использованием подготовленного дерева текстур приведен в табл. 1:

Таблица 1

Количество операций, приходящихся на один КК

	Функция Vox	Функция Куранта
Метод, основанный на растровом задании текстур, в каждом текселе хранятся значения RGB	1 выборка из памяти 3 суммирования	1 выборка из памяти 6 умножений 11 суммирований
Предложенный метод быстрых вычислений	1 выборка из памяти 3 суммирования	1 выборка из памяти 9 суммирований

Из табл. 1 следует, что при расчете предложенным методом быстрых вычислений взвешенного цвета текселя для случая анизотропной фильтрации функцией Куранта исключаются операции умножения и сокращается количество операций суммирования.

Произведем подсчет количества обрабатываемых текстелей (КК) на примере двух форм треугольных областей, приведенных на рис. 6:

Как показано на рис. 7, выполнение анизотропной фильтрации предложенным методом позволяет с увеличением разрешения текстуры значительно уменьшить количество обрабатываемых КК. При этом существенно увеличивается производительность, так как уменьшается число выборок из памяти и

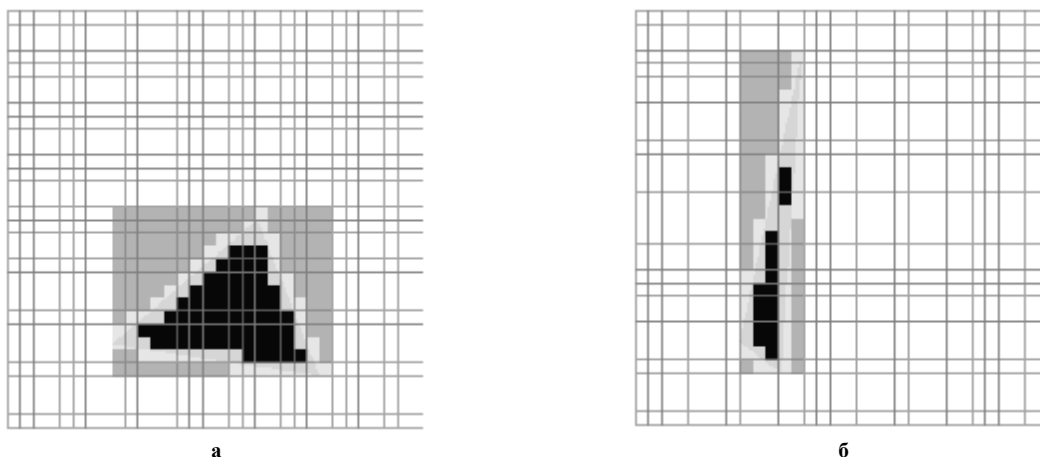


Рис. 6. Примеры расположения обрабатываемых в процессе выполнения фильтрации треугольных подобластей проекции пикселя на плоскость текстуры

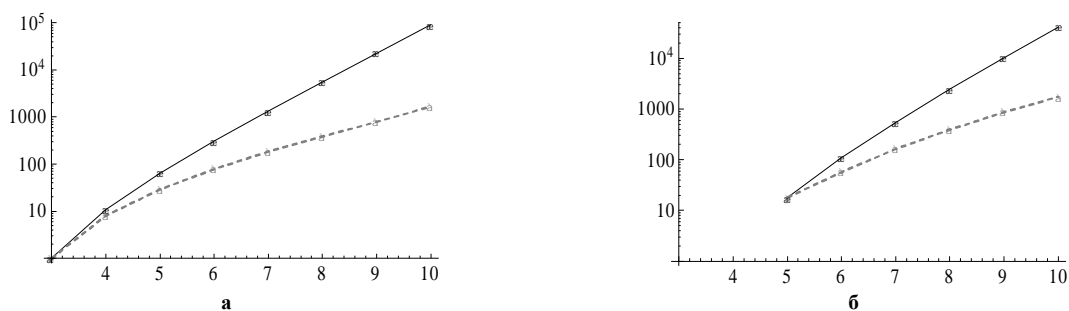


Рис. 7. Зависимость количества обрабатываемых КК текстуры от номера уровня (разрешения текстуры). Ось ординат (количество обрабатываемых КК) показана в логарифмической шкале. По оси абсцисс отложено количество уровней дерева текстуры. Сплошной линией обозначена зависимость для случая задания текстуры в виде матрицы цветов, а пунктирной – для случая задания текстуры в виде кватернарного дерева:
 а – зависимость, полученная для треугольника, изображенного на рис. 6,а
 б – зависимость, полученная для треугольника, изображенного на рис. 6,б

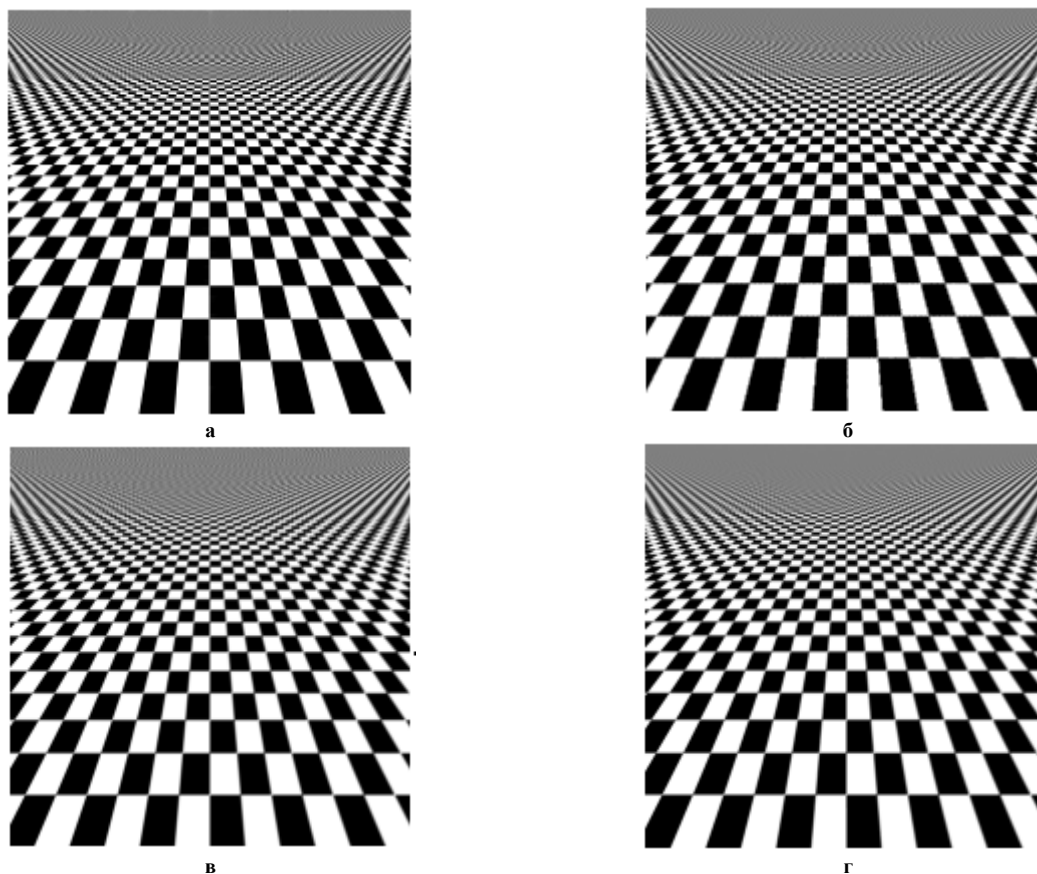


Рис. 8. Результаты моделирования

На рис. 8 а, в приведені результати фільтрації согласно (1) функціями Vox и Куранта текстури (2), которые можно принять в качестве эталонных. На рис. 8 б, г приведені результати фільтрації предложенным методом для фильтров Vox и Куранта этой же текстуры, представленной в виде кватернарного дерева согласно предложенному методу. Результаты моделирования, представленные на рис. 8, показали, что выполнение фильтрации предложенным методом быстрых вычислений позволяет устранять эффект алиасинга так же качественно, как в случае фильтрации согласно (1) в плоскости текстуры. Время, затраченное на синтез изображения предложенным методом, до 100 раз меньше, чем при синтезе эталонных изображений.

Выводы

Предложен метод быстрых вычислений для задач анизотропной фильтрации текстур при синтезе изображений обратным трассированием. Особенности метода:

- текстура представляется в виде КД. Такое представление текстуры позволяет существенно уменьшить количество обращений к памяти и число арифметических операций;
- в случае фильтрации функцией Куранта предлагается представить информацию о текселе текстуры в виде тройки заранее вычисленных значений, что исключает операции умножения и сокращает количество суммирований в процессе выполнения анизотропной фильтрации.

Предложенный метод позволяет повысить производительность выполнения анизотропной фильтрации при синтезе изображений обратным трассированием в реальном времени.

Литература

1. Гусятин В.М. Алгоритм геометрических преобразований изображения в системах визуализации тренажеров транспортных средств / Гусятин В.М // *Авиационно-космическая техника и технология. Труды ХАИ им. Н.Е. Жуковского* за 1997, с.467-471.
2. Foley J.D., van Dam A., Feiner S.K., Hughes J.F. *Computer Graphics (principles and practice)* by Addison-Wesley Publishing Company, Inc. 1996, 1175 p.
3. Никулин Е. А. *Компьютерная геометрия и алгоритмы машинной графики.* – СПб.: БВХ–Петербург, 2003. – 560 с.
4. Christopher C. Tanner, Christopher J. Migdal, and Michael T. Jones. The clipmap: A virtual mipmap. In *SIGGRAPH 98 Conference Proceedings*, pages 151.158, July 1998
5. Samet H. The quadtree and related hierarchical data structures // *ACM. Computing Surveys.* – 1984. – Vol. 16. – P. 187-260.
6. Crow, F.C., "Summed-Area Tables for Texture Mapping", *SIGGRAPH 84*, 207-212.
7. Гусятин В.М. Метод анизотропной фильтрации текстур при синтезе изображений обратным трассированием / В.М. Гусятин, Я.В. Чаговец, Д.Г. Кожушко // "Информатика, кибернетика и вычислительная техника" (ИКВТ-2009). Выпуск 10 (153) – Донецк: ДонНТУ– 2009. – С.64– 69.
8. Гусятин В.М. Упаковка векторных текстур в задачах синтеза изображений для систем визуализации/ В.М. Гусятин, Я.В. Чаговец, Д.Г. Кожушко // *Вісник НТУ "ХПІ" "Інформатика і моделювання"*. – 2005. – № 56. – С.9-16.

Надійшла до редакції
7.6.2010 р.

УДК 004.89+656.2

Т.О. САВЧУК, К.В. ЩЕПАНОВСЬКИЙ

Вінницький Національний Технічний Університет

ПОШУК АСОЦІАТИВНИХ ПРАВИЛ ДЛЯ АНАЛІЗУ НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЙ НА ЗАЛІЗНИЧНОМУ ТРАНСПОРТІ

Запропоновано алгоритм пошуку асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізниці, що базують на розподілі множини факторів, які описують надзвичайні ситуації.

A search algorithm of associative rules to analyze emergency situations on the railroad, based on the section set of factors that describe the emergency is offered.

Ключові слова: асоціативні правила, надзвичайні ситуації, пошук закономірностей, алгоритм апіорі, коефіцієнт підтримки, коефіцієнт довіри.

Актуальність задачі пошуку асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізниці

Зростаюче антропогенне навантаження на навколишнє середовище обумовлює різке загострення екологічної ситуації в глобальному масштабі. Однією із основних причин цього є техногенні надзвичайні ситуації на залізничному транспорті, які відбуваються при вантажоперевезеннях небезпечних або отруйних

речовин, внаслідок чого відбувається їх викид в навколишнє середовище, а також руйнування матеріальних цінностей [1].

За допомогою залізничного транспорту відбувається більша частина усіх перевезень вантажів по території України. Кількість надзвичайних ситуацій при перевезенні небезпечних вантажів за допомогою залізничного транспорту також є значною. Тому важливою є розробка засобів, що орієнтовані на виявлення причин виникнення надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті для зниження загрози їх появи в майбутньому. Використання новітніх інформаційних технологій надає можливість виконувати пошук закономірностей в інформації про наявні надзвичайні ситуації, що є особливо актуальним для аналізованої предметної області і передбачає знаходження інформації про сукупність факторів, що підвищують ризик виникнення надзвичайних ситуацій.

Об'єктом дослідження є процес формування логічних залежностей на основі формалізованих даних про надзвичайні ситуації на залізничному транспорті при перевезенні шкідливих та небезпечних вантажів у вигляді асоціативних правил.

Предметом дослідження є алгоритми генерації асоціативних при аналізі надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті.

Метою дослідження є підвищення ефективності пошуку логічних залежностей в базах даних надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті на основі розробки алгоритмів пошуку асоціативних правил з урахуванням властивостей існуючих алгоритмів при їх застосуванні для аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті.

Аналіз існуючих алгоритмів пошуку асоціативних правил

На даний момент існує декілька основних алгоритмів пошуку асоціативних правил в загальному вигляді, що не зав'язані на конкретизовану предметну область. Розглянемо найбільш поширені з них.

Алгоритм Apriori [3] призначений для знаходження всіх частих наборів елементів множини транзакцій, що аналізується. Він працює порівнево, використовуючи стратегію пошуку в ширину і виконується зверху вниз. Алгоритм Apriori має просту структуру, завдяки якій в неї можна легко вносити модифікації для оптимізації алгоритму під конкретні набори даних для вирішення задачі пошуку асоціативних правил.

Алгоритм Eclat [4] побудований на основі пошуку в глибину використовуючи перетин наборів елементів для знаходження частих наборів елементів. В загальному випадку алгоритм працює повільніше ніж алгоритм Apriori, однак в ситуації коли кількість різних елементів транзакцій є невеликою, він працює швидше.

Алгоритм FP-growth [5] (frequent pattern growth, зростання частих патернів) використовує розширене префіксне дерево [6] для збереження бази даних у стислому вигляді. Він застосовує метод «розділай і володарюй» для декомпозиції і видобутку знань із бази даних. В процесі роботи алгоритм використовує метод зростаючих патернів для уникнення ресурсоємкого процесу генерації частих кандидатів і їх тестування, що використовується в алгоритмі Apriori. Однак через це ускладнюється процес оптимізації алгоритму для використання з специфічними наборами даних, де покращення швидкості роботи можна досягти іншими методами.

Одним із специфікованих алгоритмів пошуку асоціативних правил є алгоритм OneR [5] (one-attribute-rule, правило з єдиним атрибутом). Це алгоритм для знаходження асоціативних правил спеціального виду, де результуюча частина правила складається лише з одного елемента, так як такі правила досить часто доводиться знаходити на основі реальних даних. Ідея алгоритму OneR полягає в знаходженні одного атрибуту для класифікації всіх транзакцій, що мінімізує помилки передбачення в наступних кроках алгоритму. Даний алгоритм є найшвидшим з розглянутих завдяки знаходженню асоціативних правил лише певного виду, однак саме це звужує область його застосування.

Іншим алгоритмом для пошуку асоціативних правил є алгоритм OPUS, що лежить в основі відомої системи пошуку асоціативних правил Magnum Opus. Це ефективний алгоритм пошуку асоціативних правил, що на відміну від більшості альтернативних алгоритмів не потребує визначення такого параметру, як ступінь мінімальної підтримки асоціативних правил. Спочатку він застосовувався для пошуку правил для фіксованих послідовностей в транзакціях, проте пізніше був частково розширений для знаходження правил в довільних послідовностях в транзакціях. Хоча даний алгоритм є ефективнішим ніж алгоритм Apriori, він має істотні недоліки при застосуванні його для даних з великою кількістю різних елементів у множині транзакцій.

Отже, враховуючи переваги та недоліки розглянутих алгоритмів пошуку асоціативних правил, як основу пошуку асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті обрано алгоритм Apriori.

Постановка задачі пошуку асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті

Для розробки алгоритму пошуку асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті, приймемо такі позначення:

$I = \{i_1, i_2, \dots, i_n\}$ – множина всіх можливих факторів, що аналізуються, де i_j – j -й фактор, $j = \overline{1, n}$,

де n – потужність множини факторів.

$D = \{d_1, d_2, \dots, d_m\}$ – множина транзакцій, яка піддається аналізу. Із означення [2], правило $X \Rightarrow Y$ справедливе з достовірністю $C = \text{conf}(X \Rightarrow Y)$, що показує відсоток транзакцій з D , що містять X та Y , яку можна визначити як $\text{conf}(X \Rightarrow Y) = \text{supp}(X \cup Y) / \text{supp}(X)$, де d_i – транзакція, що є підмножиною $I(d_i \subseteq I)$, яка описує окрему надзвичайну ситуацію на залізничному транспорті, $i = \overline{1, m}$, де m – потужність транзакції.

Задача пошуку асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті полягає у знаходженні всіх асоціативних правил $X \Rightarrow Y$, де X та Y – набори факторів з множини можливих факторів I , що мають задані користувачем коефіцієнти підтримки S_0 та достовірності C_0 .

Розробка алгоритму пошуку асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті

Вхідними даними для алгоритму пошуку асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті є множина транзакцій D , що описує наявні в базі даних надзвичайні ситуації, заданий коефіцієнт підтримки для правил S_0 та коефіцієнт достовірності C_0 . Множина факторів I подається разом із D , або обчислюється на її основі [3].

Розглянемо загальний алгоритм пошуку асоціативних правил, що базується на пошуку множин частих наборів елементів (алгоритм Apriori).

Робота алгоритму відбувається ітеративно. На кожній ітерації відбувається генерація k -елементних множин кандидатів $C_k \in I$, $k = \overline{1, N}$, де N – потужність множини факторів I . Для згенерованих наборів відбувається перевірка коефіцієнта підтримки $S = \text{supp}(C_k)$, і відсікаються ті набори, коефіцієнт підтримки для яких менше заданого коефіцієнта S_0 . Результатом є множина частих наборів L_k , де k – потужність множини L на поточній ітерації алгоритму, яка задовольняє поставленим вимогам. Після цього виконується процедура виведення частих наборів, яка на основі L_k генерує асоціативне правило, приведене до вигляду $X \Rightarrow Y$. Якщо згенерована множина частих наборів L_k є пустою, алгоритм завершує свою роботу, оскільки при продовженні роботи всі наступні згенеровані множини кандидатів $C_k \in I$, $k = \overline{1, N}$ матимуть потужність k більшу ніж для поточної ітерації, і відповідно жоден набір гарантовано не пройде перевірку $\text{supp}(C_k) \geq S_0$. Це ґрунтується на таких властивостях підтримки:

1. Ступінь підтримки будь-якої множини елементів не може перевищувати підтримку будь-якої її підмножини.
2. Для будь-якої послідовності L_k її підтримка буде менше, ніж підтримка послідовностей із множини L_{k-1} .

Означені умови підвищують швидкість алгоритмом роботи алгоритму до прийнятної для оперативної обробки рівня, не знижуючи при цьому точність отриманого результату [4]. Схема алгоритму пошуку асоціативних правил наведена на рисунку 1.

Актуальним залишається відсікання відомих або неінформативних результатів на етапі пошуку частих наборів кандидатів. Для цього в структуру алгоритму вводяться модифікації, пов'язані із особливостями представлення даних для опису надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті. Можна ввести обмеження щодо параметрів та результатів роботи алгоритму, що дозволяє збільшити наглядність отриманого результату та зменшити час обробки даних.

Одним із можливих варіантів модифікації є розділ множини факторів I на дві підмножини:

- 1) фактори, які мали місце до виникнення надзвичайної ситуації (позначимо дану множину як I_S)
- 2) фактори, що стали результатом виникнення надзвичайної ситуації (позначимо дану множину I_D).

Асоціативні правила, що містять лише підмножину факторів із множини I_S , не містять корисної інформації для виконання аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті, завдяки чому можна прискорити алгоритм пошуку асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті. Для цього необхідно змінити процес генерації наборів кандидатів C_k , в якому відсікати набори, що не містять факторів із множини I_D . В результаті значно зменшиться кількість наборів кандидатів C_k , що генеруватиметься на кожній ітерації алгоритму, а також це впливатиме на генерацію частих наборів L_k . Час обробки множини наборів C_k та генерації L_k лінійно залежить від потужності даних множин і загальної потужності множини I , яка є сталою в процесі роботи алгоритму. Тому завдяки зменшенню кількості елементів множини C_k зменшиться загальний час роботи алгоритму. Схема модифікованого алгоритму пошуку асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті наведена на рисунку 2.

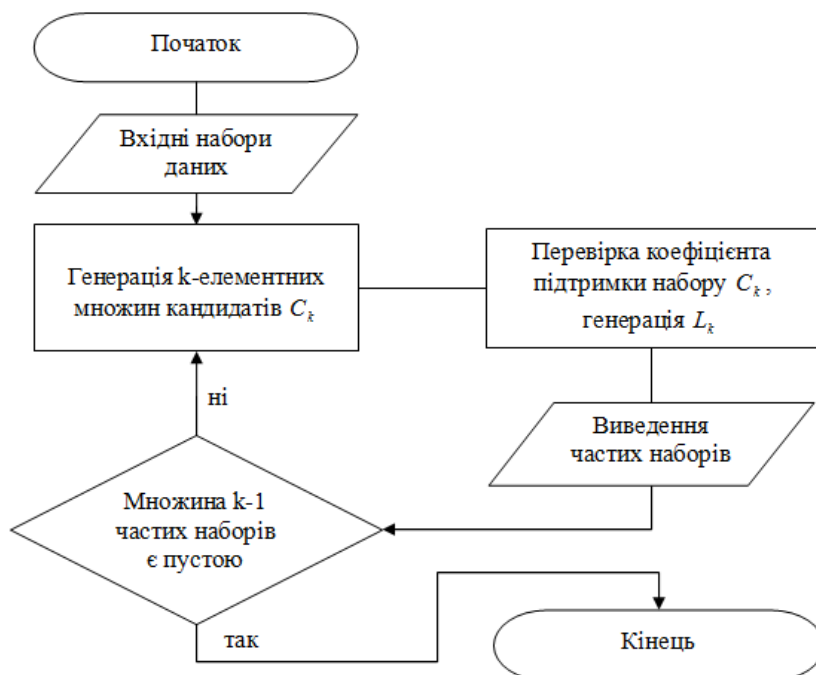


Рис. 1. Схема загального алгоритму пошуку асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті

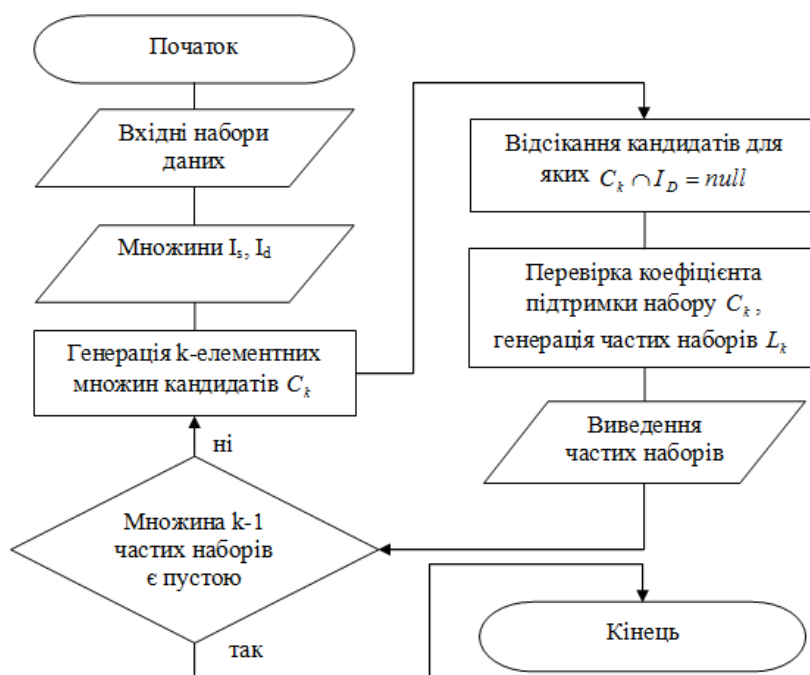


Рис. 2. Схема модифікованого алгоритму пошуку асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті

Вивновки

Отже, пошук асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті дає можливість виявляти множини факторів, які підвищують ризик виникнення надзвичайної ситуації. При цьому виконується пошук частих наборів факторів, на основі яких будуються асоціативні правила, з якими в подальшому працюватиме аналітик. Щоб збільшити швидкість роботи алгоритму пошуку асоціативних правил для аналізу надзвичайних ситуацій на залізничному транспорті використано особливості подання інформації про надзвичайні ситуації. Введені модифікації значно прискорюють процес генерації асоціативних правил на основі інформації про надзвичайні ситуації на залізничному транспорті.

Література

1. Аветисян В.Г. Організація аварійно-рятувальних робіт / Аветисян В.Г., Сенчихін Ю.М., Кулаков С.В., Куліш Ю.О., Тригуб В.В // Університет цивільного захисту України, 2006, 176с.

2. Барсегян А. А. Методи і моделі аналізу даних: OLAP і DATA MINING/ Барсегян А. А., Купріянов М. С., Степаненко В. В., Холод І. І // БХВ-Петербург, 2004. – 336 с.
3. Agrawal R Mining Association Rules Between Sets of Items in Large Databases / Agrawal R., Imielinski T., Swami A // SIGMOD Conference, 1993, 207-216
4. Mohammed J. Zaki. Scalable algorithms for association mining / Mohammed J. Zaki // IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering, 12 (3): 372-390, May/June 2000.
5. Brin S. Dynamic itemset counting and implication rules for market basket data / Brin S., Motwani R., Ullman J., Tsur S // SIGMOD 1997, Proceedings ACM SIGMOD International Conference on Management of Data, pages 255-264, Tucson, Arizona, USA, May 1997.
6. Кормен Т. Алгоритмы: построение и анализ / Кормен Т., Лейзерсон Ч., Ривест Р., Штайн К., 2-е изд // М.: Издательский дом «Вильямс», 2009. – 1296с.

Надійшла до редакції
20.6.2010 р.

УДК 531.4

В.Ф. НОВИКОВ, В.П. КВАСНИКОВ

Национальный авиационный университет, г. Киев

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ИНИЦИИРОВАНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ

Рассматривается техническая диагностика приборов, узлов и изделий на основе методов распознавания. Суть распознавания состоит в том, чтобы по некоторым признакам определить к какому классу распознавания относится распознаваемый объект. Также в работе рассматривается задачи оптимизации характеристик систем распознавания, описываются критерии оптимизации этих характеристик.

Considered technical diagnosis equipment, components and products based on pattern recognition methods. The essence of pattern recognition lies in the fact that in some respects to determine to which class recognition is to recognize objects. Also in this paper we consider the problem of optimizing the recognition systems characteristics, describes the criteria for optimization of these characteristics.

Ключевые слова: теория распознавания образов, техническое состояние электронных систем, множество классов, контрольная выборка, достоверность распознавания.

Введение

В различных областях авиационной и радиоэлектронной техники для определения технического состояния электронных систем, отдельных узлов и агрегатов широко применяется основанная на методах распознавания техническая диагностика приборов, узлов и изделий в целом.

Решение технических задач диагностики сложных объектов можно получить при анализе множества n состояний в том случае, когда объекты находятся в период эксплуатации. Этот анализ выполняется теоретически при разработке новых средств инициирования или экспериментально в период эксплуатации этого объекта. Однако, в ряде случаев такие эксперименты проводить затруднительно или технически невыполнимо. В связи с этим требуется специальный метод с применением статистической теории распознавания образов.

Анализ последних исследований и публикаций

Распознавание представляет собой отнесение контролируемого объекта, задаваемого в виде совокупности наблюдений, к одному из взаимоисключающих классов [1, 2]. Это означает, что существует однозначное отображение совокупности наблюдений, являющихся конечным числовым множеством $\{X\}$ на множество классов $\{S\} = \{s_1, s_2, \dots, s_K\}$, количество которых задано, $\{s\} \leftarrow \{X\}$. Без потери общности классы можно заменить их номерами $1, 2, \dots, K$, и, рассматривая последние как натуральные числа, представлять себе распознавание как отображение наблюдений на конечное множество натуральных чисел, $\{1, 2, \dots, K\} \leftarrow \{X\}$. Ввиду числовой природы множеств последнее отображение отождествляется с обычной функцией $k = d(\{X\})$, принимающей целочисленные значения $k = 1, 2, \dots, K$ [2].

Постановка задачи

Разработать систему технической диагностики электрических средств инициирования с применением статистической теории распознавания образов.

Решение задачи

Поставленная задача может решаться на основе теории распознавания образов. В задачах

распознавания множество наблюдений имеет простую структуру и может быть представлено в виде измеренных значений p характеристик (признаков) x_1, x_2, \dots, x_p , при этом количество наблюдений равно числу n . Тогда распознавание сводится к pn – аргументной функции вида $k = d(x_{11}, x_{12}, \dots, x_{ij}, \dots, x_{pn})$, где x_{ij} – j -ое измеренное значение i -го признака, $i = 1, 2, \dots, p$, $j = 1, 2, \dots, n$, причем указанная функция, называемая решающей функцией, существует и однозначно при заданных p и n [2].

Важнейшей особенностью реальных задач распознавания является то, что наблюдения $\{x_{ij}\}_{p \times n}$ неизбежно подвержены случайным возмущениям, т.е. имеют вероятностный характер.

Установленными показателями качества являются вероятность ошибок 1-го рода и вероятность ошибок 2-го рода.

Вероятностью ошибок первого рода может быть названа вероятность отнести контрольную выборку к любому из классов, но только не к тому, к которому она в действительности принадлежит. Например, если контрольная выборка принадлежит к классу s_u , $1 \leq n \leq K$. Тогда вероятность отнести контрольную выборку к любому из классов, отличному от s_u , равна

$$\alpha_u = P\{s_1|s_u\} + P\{s_2|s_u\} + \dots + P\{s_{u-1}|s_u\} + P\{s_{u+1}|s_u\} + \dots + P\{s_K|s_u\},$$

$$\text{т.е. } \alpha_u = \sum_{v=1}^K P\{s_v|s_u\} \text{ (при } v \neq u \text{)}.$$

Вероятность α_u – это вероятность ошибки 1-го рода при принятии решения $(x_i)^n \in s_u$. Очевидно, достоверность, понимаемая как вероятность $P\{s_u|s_u\}$ отнести контрольную выборку к классу s_u , когда она

ему принадлежит, может быть выражена в силу условия полноты решения $\sum_{v=1}^K P\{s_v|s_u\} = 1$ соотношением

$$P\{s_u|s_u\} = 1 - \alpha_u.$$

Вероятность ошибки 2-го рода в многоальтернативном распознавании определяется как вероятность отнести контрольную выборку к определенному классу, когда она ему на самом деле не принадлежит.

Предположим, принято решение $(x_i)^n \in s_u$, а контрольная выборка может принадлежать только классу, отличному от s_u . Тогда вероятность β_u того, что принято решение ошибочно, есть

$$\beta_u = P\{s_u|s_1\} + P\{s_u|s_2\} + \dots + P\{s_u|s_{u-1}\} + P\{s_u|s_{u+1}\} + \dots + P\{s_u|s_K\},$$

$$\text{т.е. } \beta_u = \sum_{v=1}^K P\{s_u|s_v\} \text{ (при } v \neq u \text{)}.$$

Вероятности $1 - \alpha_u$ и $1 - \beta_u$ дополняют друг друга и в равной степени могут служить характеристиками достоверности.

Вероятность $1 - \alpha_u$ характеризует ожидаемую относительную частоту правильных решений в ряду экспериментов, в каждом из которых предъявляемая контрольная выборка относится к классу s_u . В этом смысле достоверность $1 - \alpha_u$ является характеристикой отдельного эксперимента.

Достоверность $1 - \beta_u$ определяет суммарную относительную частоту отказов от отнесения контрольной выборки к классу s_u в эксперименте, в котором каждый раз с равной вероятностью предъявляются выборки из классов, отличных от s_u .

Классическая формулировка задачи статистического синтеза радиоэлектронных систем заключается, как известно [2], в максимизации или минимизации статистических критериев качества системы (например, вероятности ошибок, времени принятия решения и др.) при заданных ограничениях, налагаемых на саму систему или на воздействующие на нее сигналы и процессы [2].

В публикации [2] применительно к распознающим системам рассматриваются следующие задачи оптимизации их характеристик:

1) минимизация вероятностей ошибок распознавания при заданных объемах обучающих и контрольных выборок и размерности признакового пространства и заданном наименьшем возможном расстоянии между распознаваемыми классами;

2) минимизация суммарного количества наблюдений (т.е. объем обучающих и контрольной

выборки и размерности признакового пространства), необходимого для обеспечения требуемого уровня достоверности распознавания при заданном наименьшем возможном расстоянии между распознаваемыми классами.

В реальных условиях от системы распознавания в первую очередь требуется обеспечить гарантированный уровень достоверности распознавания, а дальнейшее повышение достоверности распознавания сверх заданного уровня не диктуется технической необходимостью.

Кроме того, сильное уменьшение суммарного количества наблюдений при обеспечении заданного уровня достоверности распознавания [2] может привести к значительному сокращению времени распознавания вследствие уменьшения необходимого объема обучающих и контрольных выборок, количества измерительных средств за счет сокращения признакового пространства, т.е. к сокращению времени и стоимости распознавания, что важно при проектировании и эксплуатации реальных распознающих систем.

В качестве критериев оптимальности при оптимизации временных характеристик многомерного параметрического обучения и распознавания [2] целесообразно использовать минимальный суммарный объем $\rho = p(2m + n)$ обучающих (m) и контрольных (n) наблюдений ($p = const$), получающихся из

$$\rho = p \left(\sum_{k=1}^K m_k + nb \right) \text{ при } p \leq q,$$

где m_k – объем обучающей выборки для определения характеристик класса S_k ;
 n – объем контрольной выборки;
 b – общее количество актов принятия решений в процессе распознавания;
 q – число первоначальных признаков.

При двух классах $K = 2$ и $m_1 = m_2 = m$ и $b = 1$ и расстояние между классами d с заданным его минимальным значением d_ϵ , выраженным расстоянием Махаланобиса [2] по формуле

$$d^2 = (a_2 - a_1)^T \cdot M^{-1}(a_2 - a_1),$$

где a_1 и a_2 – вектора средних а M – общая ковариационная матрица при фиксированном числе признаков p .

При этом $\rho = p(2m + n) \rightarrow \min$, $d_\epsilon^2(2m + n) \rightarrow \min$, $\alpha = \beta$ и значения оптимальных объемов обучающих m^* и контрольных n^* выборок, которые обеспечивают требуемую достоверность распознавания $1 - \alpha_0 = 1 - \beta_0$ при размерности признаков пространства $p = 2, 3, 4, 7, 10$ и заданной точности измерения расстояния между классами $d_\epsilon^2 = 001$, обеспечение требуемой достоверности распознавания для $1 - \alpha_0 = 1 - \beta_0 = 0,55, 0,75, 0,85, 0,90, 0,95, 0,99, 0,999, 0,9999$, вычислены с использованием следующих формул [2]:

$$\alpha = \beta = [\theta(p)/(p-3)!] \times \int_{-\pi/2}^{\pi/2} D_p \left(\sin \varphi / \sqrt{2/m} \right) \times F \left(- \sin \varphi / \sqrt{2/m + 4/n} \right) \cos^{p-2} \varphi d\varphi \leq \alpha_0 \quad (I)$$

$$\alpha = \beta = [\theta(p)/(p-3)!] \times \int_{-\pi/2}^{\pi/2} D_p \left(\sin \varphi / \sqrt{2/m} \right) \times F \left(- \sin \varphi / \sqrt{2/m + \varphi/n} \right) \cos^{p-2} \varphi^* d\varphi \leq \alpha_0 \quad (II)$$

$$m^* = \left[x_0 / (2d_\epsilon^2) \right] + 1, \quad n^* = \left[x_0 / d_\epsilon^2 \right] + 1 \quad (III)$$

$$\varphi(x, y) = [\theta(p)/(p-3)!] \times \int_{-\pi/2}^{\pi/2} D_p \left(\sin \varphi / 2 \right) \times F \left(- \sin \varphi / 2\sqrt{1/x + 1/y} \right) \cos^{p-2} \varphi d\varphi \leq \alpha_0 \quad (IV)$$

Результаты вычислений с использованием формул (I) – (IV) приведены в таблице 1.

Значения оптимальных объемов m_d^* и n_d^* для тех же значений $1 - \alpha_0 = 1 - \beta_0$ и p и других d_ϵ^2 получаются по формулам

$$m_d^* = m^* / 100d_\epsilon^2, \quad n_d^* = n^* / 100d_\epsilon^2,$$

где m^* и n^* – соответствующие значения из таблицы.

Анализируя результаты расчетов, можно отметить, что при сравнительно невысоких требованиях к точности измерения расстояния между классами $d_\epsilon^2 = 0,01$ и размерности признакового пространства $p = 10$ удовлетворительный уровень достоверности распознавания 0,9 достигается при значениях $m^* = 1917$

и $n^* = 2300$.

Таблица 1

Значение оптимальных контрольных и обучающих выборок

$1-\alpha_0=1-\beta_0$	P=2		P=3		P=4		P=7		P=10	
	n^*	m^*	n^*	m^*	n^*	m^*	n^*	m^*	n^*	m^*
0,55	76	67	89	87	101	98	128	125	150	146
0,75	565	477	645	553	710	617	865	770	988	892
0,85	1069	822	1192	946	1293	1047	1532	1288	1720	1479
0,90	1506	1096	1657	1251	1780	1380	2070	1680	2303	1919
0,95	2331	1564	2509	1770	2658	1936	3016	2327	3304	2634
0,99	4460	2674	4656	2964	4833	3200	5284	3755	5661	4191
0,999	7775	4316	7959	4677	8141	4978	8644	5699	9090	6273
0,9999	11208	6014	11392	6409	11560	6755	12086	7588	12477	8296

Повышение уровня требуемой достоверности распознавания до значений 0,99, 0,999, 0,9999 при тех же значениях d_e^2 и p достигается путем достаточно умеренного увеличения оптимальных объемов обучающих $m^* = 4191; 6273; 8296$ и контрольных $n^* = 5661; 9090; 12477$ выборок.

Эффект возрастания значений объемов m^* и n^* , требуемых для обеспечения заданной достоверности $1 - \alpha_0 = 1 - \beta_0$ при неизменном значении расстояния d_e^2 и при увеличении размерности признакового пространства p , объясняется возрастанием с ростом p , числа оцениваемых параметров, что увеличивает общую дисперсию их оценок и, следовательно, уменьшает результирующую достоверность распознавания [2].

Выводы

Проведено исследование технической диагностики электрических средств иницирования с применением статистической теории распознавания образов. Получены значения в виде таблицы для контрольной и обучающей выборки такие, что при невысоких требованиях к точности контроля достигается заданный уровень достоверности распознавания. Показано, что при возрастании объема контрольной и обучающей выборки и при увеличении размерности признакового пространства уменьшается результирующая достоверность пространства.

Литература

1. Шибанов Г.П. Распознавание в системах автоконтроля / Г.П. Шибанов. – М.: Машиностроение. – 1973. – 424 с.
2. Фомин Я.А., Тарловский Г.Р. Статистическая теория распознавания образов / Ярослав Алексеевич Фомин. – М.: Радио и связь. – 1986. – 265 с.
3. Мозгалеvский А.В., Гаскаров Д.В. Техническая диагностика / А.В. Мозгалеvский, Д.В. Гаскаров. – М.: Высшая школа. – 1975. – 207с.

Надійшла до редакції
14.6.2010 р.

УДК 681.586.72

В.В. МАРТИНЮК, О.М. СУХОЦЬКИЙ, І.В. МИКУЛКА

Вінницький національний технічний університет

ТИРИСТОР ЯК ЧУТЛИВИЙ ЕЛЕМЕНТ МАГНІТНОГО ПОЛЯ

Удосконалено математичну модель магнітотиристора, в якій враховано дію індукції магнітного поля на параметри еквівалентної схеми. Подано формули для розрахунку напруги включення від струму включення при дії магнітного поля.

The mathematical model of magnetotristor is improved, in which operating of induction of magnetic-field is taken into account on the parameters of equivalent chart. Formulas are given for the calculation of tension of including from the current of including at the action of magnetic-field.

Ключові слова: тиристор, магнітне поле, магнітотиристор, математична модель.

Вступ

На сьогодні магнітопристрої знаходять широке застосування в новітній вимірювальній техніці та автоматичі. Залежно від магніточутливого елемента визначається напрям застосування та певні переваги, які

реалізуються в конкретних схемах. Такими елементами є сенсори Холла, магніторезистори, магніодіоди та магніотранзистори. Але дані елементи не дають змогу працювати з великими струмами. Щоб забезпечити роботу магніотристу в якості керованого перемикача змінних струмів від десятків міліампер до десятків ампер використовують магніотиристор, що й забезпечує актуальність даної теми.

Аналіз методів і постановка задачі

Математичні моделі магніотиристора що існують на даний час [1-3], невраховують вплив магнітної індукції на параметри елементів еквівалентної схеми даного елемента. Тому метою роботи є удосконалення математичної моделі магніточутливого тиристора, в якій на відмінну від існуючих враховано залежність параметрів елементів від магнітної індукції.

Основна частина

Будь-який тиристор можна представити у вигляді еквівалентної схеми з двох транзисторів. Відповідно, дослідження магніточутливих властивостей тиристора зводиться до розглядання магніточутливих властивостей транзисторів, з яких вони складаються (рис. 1).

Напряга перемикання тиристора, що керується по *p*-базі визначається за формулою [1]:

$$U_{вкл} = U_n \sqrt[с]{1 - h_{21}^1 (1 + I_y / I_{вкл}) - h_{21}^2} \quad (1)$$

де $U_{вкл}$ – напруга перемикання, U_n – напруга лавинного пробою колекторного *p-n* переходу, I_y – струм керуючого електрода, $I_{вкл}$ – струм в точці перемикання, h_{21}^1 – коефіцієнт передачі струму *n-p-n* транзистора, h_{21}^2 – коефіцієнт передачі струму *p-n-p* транзистора.

Використовуючи замість одного із транзисторів магніотранзистор, отримаємо конструкцію магніотиристора, напруга перемикання якого $U_{вкл}$ (формула 1) керується магнітним полем відповідно до залежності [4]

$$h_{21}^B = a (1 \pm mB \sqrt{(1+b)/A}) \quad (2)$$

де $A = kT/qE$, m – рухливість, b – напівширина емітера, E – напруженість електричного поля в базі.

Відповідно до вище записаних формул напруга перемикання тиристора, при дії на нього магнітного поля визначається за формулою:

$$U_{вкл} = U_n \sqrt[с]{1 - ((a \cdot (1 \pm mB \sqrt{(l_1 + b_1)/A_1})) \cdot (1 + I_y / I_{вкл})) - (a \cdot (1 \pm mB \sqrt{(l_2 + b_2)/A_2}))} = \\ = U_n \sqrt[с]{1 - h_{21}^1 (1 + I_y / I_{вкл}) - h_{21}^2} \quad (3)$$

де $с = 2 \dots 6$, якщо

$$a = 1 - \frac{A^2}{2L^2} - \frac{2l+b}{2L^2} A \pm \frac{mB}{bL^2} \cdot \sqrt{A^3} \left\{ \frac{2}{3} \left[\sqrt{(l+b)^3 - \sqrt{l^3}} \right] + \left[\sqrt{l+b} - \sqrt{l} \right] A \right\} \quad (4)$$

Знаки плюс і мінус перед добутком μB відповідають протилежним напрямленням магнітного поля: $\oplus B$ і $\otimes B$ відповідно [2].

На рис. 2 наведено структуру магніотиристора, де керуючим електродом може бути або контакт до бази *n*-типу або контакт до бази *p*-типу. *P-n-p* складовий транзистор, емітер якого являється анодом (А) використовується як магніотранзистор. Процеси в ньому не суттєво відрізняються від процесу зміни коефіцієнта підсилення по струму (h_{21}^B) магніотранзистора в магнітному полі.

При направленні магнітного поля $\oplus B$ носії, що інжектуються із анода, відхиляються від колектора, що призводить до зменшення h_{21}^B і зростання напруги перемикання тиристора ($U_{вкл}$).

Внаслідок дії протилежного магнітного поля носії заряду відхиляються в сторону колектора і $U_{вкл}$ зменшується. Необхідна величина U_n встановлюється струмом через керуючий електрод при відсутності магнітного поля. При використанні керуючого електрода *n*-типу магніточутливість стає вищою, ніж при використанні *p*-типу так, як в першому випадку відбувається перерозподіл інжекттованих анодом носіїв між

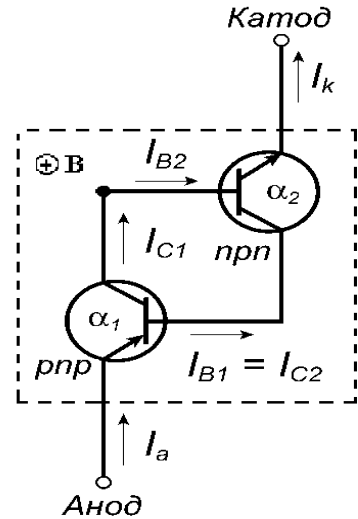


Рис. 1. Еквівалентна схема магніотиристора

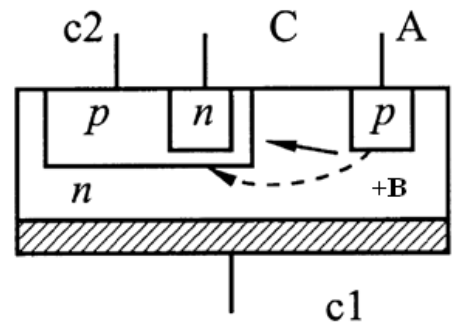


Рис. 2. Структурна схема магніотиристора

p -колектором та cI . Магніточутливість із змінною $U_{вкл}$ в магнітному полі досягає 10^4 В/ (А·Тл).

Для того щоб збільшити чутливість магнітотрисктора до магнітного поля полярності $\oplus B$ можна використовувати магнітодіодний ефект. Анод являє собою керуючий електрод, тобто діод з довгою базою, який включений в прямому напрямку. Поперечне магнітне поле збільшує опір діоду, що при живленні його від джерела з постійною напругою призводить до зменшення струму, що протікає через нього. Даний струм являється керуючим струмом I_y . Зменшення I_y призводить до додаткового збільшення напруги перемикачання в магнітному полі $\oplus B$. При іншій полярності магнітного поля збільшується коефіцієнт передачі струму, тому магніточутливість стає меншою.

По виду ВАХ магнітотрисктора подібні S -магнітодіодам. При однаковій магніточутливості перевага магнітотрискторів є більш вища температурна стабільність, а також можливість управління напругою перемикачання не тільки магнітним полем але і керуючим струмом [4].

На рис. 3 показана залежність напруги перемикачання від індукції магнітного поля:

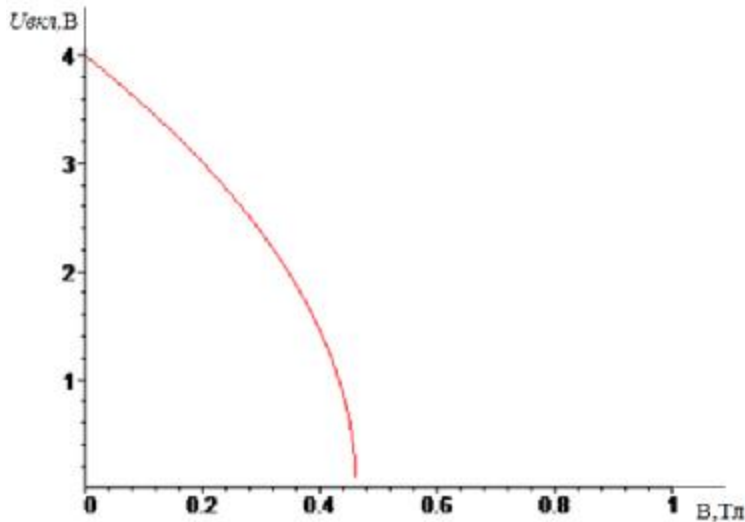


Рис. 3. Залежність напруги перемикачання від індукції магнітного поля

З даного графіку видно, що при зміні індукції магнітного поля від 0,1 мТл до 0,45 Тл напруга перемикачання змінюється в межах від 4 до 0 В.

Висновки

1. Подано еквівалентну та структурну схему магнітотрисктора.
2. Удосконалено математичну модель магнітотрисктора, а саме враховано вплив індукції магнітного поля на напругу перемикачання даного елемента.
3. Побудовано графік залежності напруги перемикачання від індукції магнітного поля, та показано, що напруга перемикачання змінюється в межах від 4 до 0 В при зміні індукції магнітного поля від 0,1 мТл до 0,45 Тл.

Література

1. Егизарян Г.А. Магнитодиоды, магнитотранзисторы и их применения / Егизарян Г.А., Стафеев В.И. – М.: Радио и связь, 1987. – 88 с.
2. Кузмин В.А. Трискторы малой и средней мощности / Кузмин В.А. – М.: Сов. Радио, 1971. – 280 с.
3. Викулин И.М. Гальваномангнитные приборы/ Викулин И.М., Викулина Л.Ф., Стафеев В.И. – М.: Радио и связь, 1983. – 104 с.
4. Хомерики О.К. Полупроводниковые преобразователи магнитного поля/ Хомерики О.К. – М: Энергия, 1986. – 264с.

Надійшла до редакції
14.6.2010 р.

УДК 681.324. 004.45

В.Д. РУДИК, О.В. БОНДАР

Вінницький національний технічний університет

СУЧАСНІ СЕРЕДОВИЩА ONLINE ПРОЕКТУВАННЯ

В статті показана доцільність застосування середовища **online** проектування **Webench Designer National Semiconductor Corporation** для проектування пристроїв різного призначення: підсилювачів, різних типів фільтрів та джерел живлення. Наведена інформація про додаткові можливості середовища. Показані результати проектування та оптимізації.

The article deals with examples of using online media planning **Webench Designer National Semiconductor Corporation** to design devices for different purposes based on amplifiers, different types of filters and power supplies. The information on the options for protection. Results shown the design and optimization

Ключові слова: середовище проектування, **online**, **Webench Designer**, оптимізація.

Вступ

Методики, що використовують для проектування спеціалізоване програмне забезпечення, набули широкого застосування в усіх інженерних галузях [1,2]. Але, висока вартість ліцензованих програм схемотехнічного проектування, вузький спектр застосування, потреба постійного оновлення бази компонентів, робить доцільним використання в процесі розробки і навчання **online** програм, що розроблені провідними компаніями виробниками електронних компонентів [3]. Такі програми, як правило, безкоштовно доступні для всіх користувачів Інтернету, що здатні їх використовувати. Вони призначені для розробки широкого класу пристроїв, вміщують значні переліки моделюючих програм, великі, сучасні, бібліотеки компонентів, що постійно оновлюються. Компанії розробники зацікавлені в їх безкоштовному поширенні, постійному оновленні і вдосконаленні, оскільки це дозволяє їм просувати свій продукт на світові ринки.

Середовище **Webench Designer**

Одним з прикладів такої **online** програми може бути програма **National Semiconductor Corporation Webench Designer** [4], що являє собою середовище **online** проектування призначене для розробки та моделювання великого класу сучасних радіоелектронних пристроїв, рис.1.

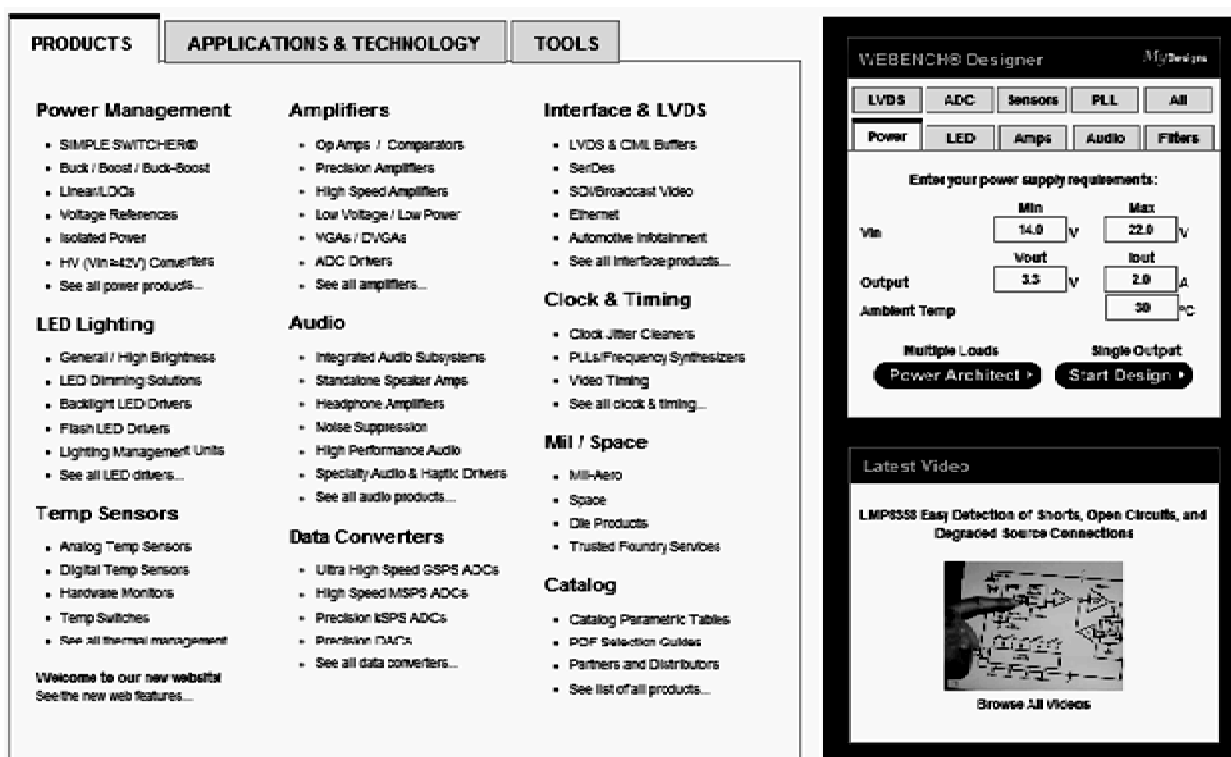


Рис. 1. Головне меню програми **Webench Designer**

Webench Designer була першою програмою **online** розробки і першим представленням реальних виробів, які були спроектовані на її основі. Перші версії цієї програми були запропоновані у 1999 році. Їх представлення викликало значний інтерес у фахівців галузі радіоелектроніки. Перші версії даної програми

мали недоробки, зокрема, траплялися не вірні адресації, не вірні номінали елементів, але такі недоліки були усунуті у версіях вищих за 4.0. У перші роки користувалися даною програмою більш ніж 70 000 інженерів по всьому світу, які створювали за її допомогою до 15000 проектів щомісяця. На даний момент кількість користувачів перевищує 100 000 інженерів. Дана програма постійно доповнюється новими функціями і вдосконалюється.

Програма вміщує 10 основних блоків підпрограм – модулів, а саме: Power – джерела живлення, **LED** – світло діодні системи, системи підсвічування та освітлення, Amps – підсилювальні пристрої, Audio – пристрої, призначені для обробки сигналу звукового діапазону частот, Filters – різні типи фільтрів, **LVDS** – інтерфейси та відео, автоматичні системи, системи для Інтернету, Adc- цифрові конвертори та інтерфейси, Sensors – температурні сенсори, All– каталог усіх елементів.

Програма Webench Designer дозволяє здійснювати вибір елементної бази для перелічених типів пристроїв, моделювання процесів, що відбуваються в пристроях в реальному часі, проводити дослідження температурних режимів при зміні параметрів оточуючого середовища, моделювати роботу пристроїв в реальних умовах дії вентиляції, розробляти конструктивну документацію вузлів, монтажні схеми та переліки елементів, проводити розрахунок вартості пристрою.

Кожний модуль програми може розглядатися, як окремий блок підпрограм, де необхідно встановити свої параметри та виконати окремі дії.

В якості прикладів, розглянемо роботу з деякими з перелічених модулів.

Модуль Amps

Модуль Amps, рис. 2 [5] вміщує декілька окремих пунктів, які стосуються операційних підсилювачів, компараторів, та спеціалізованих підсилювачів. Означені елементи можуть утворювати спільний тракт обробки сигналу. Перелічені елементи можна поєднувати та комбінувати, обираючи необхідну конфігурацію тракту. Основною функцією даного модуля є забезпечення комбінованої роботи тракту у складі згладжуючого фільтру, операційного підсилювача та аналогово-цифрового перетворювача. За своїми функціональні можливості цей модуль дозволяє оптимізувати пристрій за шумами, напрузі живлення та динамічному діапазонну.

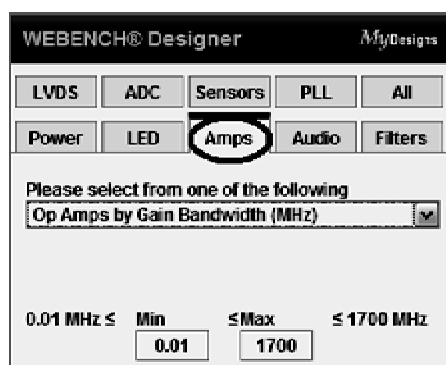


Рис. 2. Головне меню модулю Amps

Op Amps		
By Specification	By Function	By Application
<ul style="list-style-type: none"> • Low Power Micropower • Low Noise < 13 nV/rt-Hz • Low Offset < 1 mV • Low Input Bias < 1 µA • Low TC Zero Drift • Low Voltage < 3.3V • High Speed > 45 MHz • Low Distortion HD2&3 < -50 dBc • High Output Current > 100 mA • High Voltage > 15V • General Purpose 	<ul style="list-style-type: none"> • Current Feedback • EMI-Hardened • Fully Differential • Programmable Amps • Rail-to-Rail I/O • Shutdown • Unlimited Clload 	<ul style="list-style-type: none"> • Audio Amplifiers • Precision Op Amps • ADC Drivers • Video Functions • General Purpose

Рис. 3. Меню каталогу ОП

Модуль дозволяє розробляти пристрої на основі операційних підсилювачів, компараторів та інших типах спеціалізованих ІМС з використання online бібліотеки National Semiconductor Corporation, та проводити їх оптимізацію за допомогою моделей Spice [3].

Для створення пристрою на основі перелічених ІМС, обираємо необхідне меню, рис. 3 або рис. 4.

Після вибору необхідних розділів та вводу необхідних даних та параметрів отримуємо таблицю каталогу з переліком рекомендованих ІМС та їх функціональними можливостями, рис. 5.

Якщо задати параметри струму споживання, напруги живлення, потужності, опору навантаження та нелінійних спотворень, можна визначити необхідну ІМС. Параметри обраної ІМС з'являються у додатковому вікні, рис. 6.

Comparators

Specification	Range		
Response Time	≤ 1 ns	≤ 100 ns	≤ 1 μs
Supply Current/Channel	≤ 1 μA	≤ 10 μA	≤ 1 mA
Offset Voltage	≤ 1 mV	≤ 3 mV	≤ 5 mV
Number of Channels	Single	Dual	Quad
Output Type	Single-Ended	Differential	All

Other Amplifiers

Amplifier Type	
<ul style="list-style-type: none"> Analog Multiplexers Buffers / Fixed Gain Amplifiers Current Sense Amplifiers Instrumentation Amplifiers 	<ul style="list-style-type: none"> Level Shifters RF Power Detectors Variable Gain / Programmable Amplifiers Video Amplifiers, Muxes, Switches

Рис. 4. Меню каталогів компараторів та спеціалізованих ІМС

Parametric Catalog

Headphone (23/23)

Search Panel

Supply Current (mA): 1.1 to 0.5, <= 1.2, >= 0.9, Go

User Supply (Volt): 5 to 1.2, <= 5, >= 1.5, Go

Power@ 160 Ohms, 1% THD (Watt): 0.25 to 0.012, <= 0.25, >= 0.012, Go

Power@ 320 Ohms, 1% THD (Watt): 0.12 to 0.013, <= 0.12, >= 0.013, Go

Part	Supply Current (mA)	User Supply (Volt)	Power@ 160 Ohms, 1% THD (Watt)	Power@ 320 Ohms, 1% THD (Watt)	Power@ 160 Ohms, 10% THD (Watt)	Power@ 320 Ohms, 10% THD (Watt)
LM48861	2	1.5	0.012	0.013		
LM4808	1.2	5	0.13	0.03	0.16	0.09
LM4810	1.4	5	0.13	0.03	0.16	0.09
LM4811	1.3	5	0.13		0.16	
LM4880	3.5	5	0.16	0.065	0.2	0.11
LM4881	3.5	5	0.15	0.052	0.2	0.11

Рис. 5. Меню вибору елементної бази.

National Semiconductor

ORDER | PRIVATE SITES | MY NATIONAL | SIGN OFF

English | 日本語 | 简体中文 | 繁體中文

PRODUCTS | TOOLS | COMPANY

Search For: [] Go

Products > Audio Products > Headphone > LM48861

LM48861 **Ground-Referenced, Ultra Low Noise, Stereo Headphone Amplifier from the PowerWise® Family**

Overview

Features

- Ground-referenced outputs – eliminates output coupling capacitors
- Common-mode sensing
- Advanced click-and-pop suppression
- Low supply current
- Minimum external components
- Micro-power shutdown
- ESD protection of BIV-HBM contact
- Available in space-saving 12-bump microSMD package

Description

The LM48861 is a single supply, ground-referenced stereo headphone amplifier. Part of National's PowerWise® product family, the LM48861 consumes only 3mW of power, yet still provides great audio performance. The ground-referenced architecture eliminates the larger DC blocking capacitors required by traditional headphone amplifiers saving board space and reducing cost.

The LM48861 features common-mode sensing that corrects for any differences between the amplifier ground and the potential at the headphone return terminal, minimizing noise created by any ground mismatches.

Compare with other products

Circuit Diagram: Shows the internal structure of the LM48861, including the input stage, common-mode sense circuit, and output stage with headphones connected.

Рис. 6. Файл з каталогу ІМС

В даному вікні, рис. 6, наводяться параметри рекомендованої ІМС, схема її включення, діаграми та інші документи з переліку, надається можливість переглянути схему, роздрукувати її, збільшити або зменшити масштаб. При необхідності можна дослідити інші параметри та характеристики пристрою та провести його оптимізацію за шумами та динамічним діапазоном.

Модуль Power

Головним функціональним призначенням модулю Power [6] є проектування та моделювання джерел живлення. Моделювання включає можливості дослідження наступних процесів:

- усталений режим роботи пристрою;
- перехідні процеси на вході;
- перехідні процеси на навантаженні;
- пусковий режим роботи (початковий режим роботи);
- побудову діаграм Бодє (ЛАЧХ та ФЧХ);
- дослідження теплового режиму.

Розглянемо приклад використання блоку Power для рішення задачі проектування джерела живлення.

1. Обираємо необхідні для побудови параметри, встановлюємо вхідні та вихідні параметри джерела живлення, та можливі межі їх зміни, рис. 1.

2. Після того як задані параметри, натискаємо кнопку Start Design. Подальша швидкість процесу буде залежати від швидкодії Інтернету у користувача. Після проходження часу реагування отримаємо таблицю, рис. 7.

3. В даному вікні, отримані рекомендовані ІМС, що задовольняють технічним вимогам. Пропонується 3 ІМС які мають переваги за габаритами, коефіцієнтом корисної дії, швидкодії, та вартості.

RECOMMENDED PARTS				
	Switching Regulator LM22676-ADJ Start Design		Switching Regulator LM25576 Start Design	
	Design Note Low Part Count		Design Note Fast Transient R...	
	Topology	Buck	Topology	Buck
	Footprint	411	Footprint	541
Efficiency	80%	Efficiency	84%	
Frequency	500	Frequency	572	
BOM Cost	\$2.91	BOM Cost	\$3.20	
	Switching Regulator LM3102 Start Design			
	Design Note High Efficiency			
	Topology	Buck		
	Footprint	396		
	Efficiency	83%		
	Frequency	596		
	BOM Cost	\$6.58		

Рис. 7. Меню запропонованих ІМС та регулятор оптимізації

4. Наступним кроком запускаємо Start Design для обраної ІМС схему включення, необхідні параметри ІМС, діаграми та інші документи з переліку. Модуль дозволяє здійснювати вибір різних типів пристроїв, здійснювати моделювання процесів, в реальному часі, проводити дослідження при зміні параметрів оточуючого середовища, моделювання роботи пристроїв в реальних умовах дії вентиляції, розробляти конструктивну документацію вузлів, монтажні схеми та перелік елементів, досліджувати температурні режими та проводити розрахунок вартості пристрою, рис. 8,9,10.

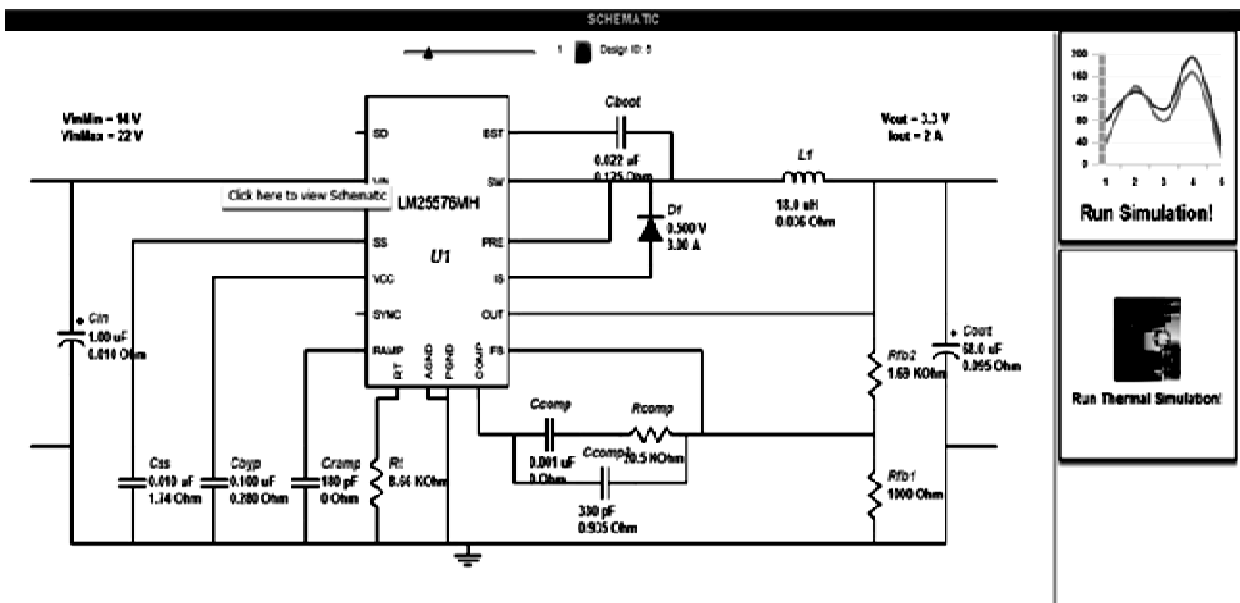


Рис. 8.Схема джерела живлення та результати моделювання

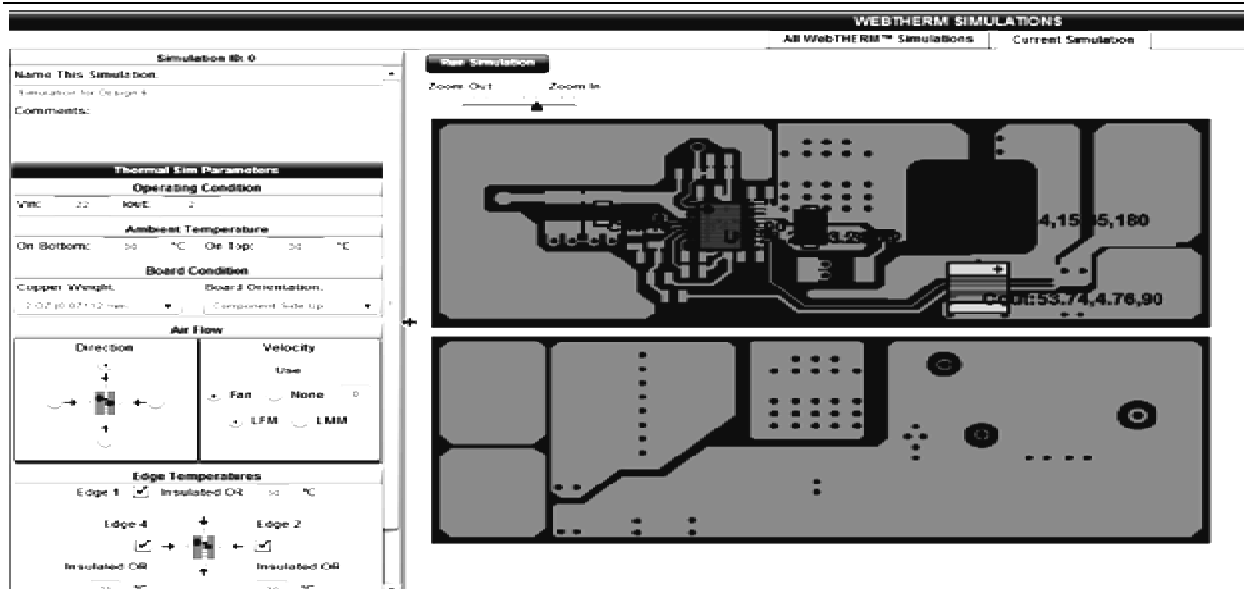


Рис. 9. Конструктивна розробка та панель теплових режимів

Modify Operating Point		OPERATING VALUES		
Wtr Op:	22.0	ILoad:	2.0	RECALCULATE
Name	Value	Category	Description	
In Avg	0.35A	Current	Average input current	
IC IpK	2.15A	Current	Peak switch current in IC	
ICin IRMS	0.70A	Current	Input capacitor RMS ripple current	
L Ipp	0.34A	Current	Peak-to-peak inductor ripple current	
Coat IRMS	0.01A	Current	Output capacitor RMS ripple current	
FootPrint	541mm2	General	Total Foot Print Area of BOM components	
Total BOM	3.25	General	Total BOM price	
Frequency	5720Hz	General	Switching frequency	
Mode	CCM	General	Conduction Mode	
BOM Count	15	General	Total BOM count	
Power	6.6W	General	Total output power	
Q1 Tj	113degC	Op_point	Q1 junction temperature	
Duty Cycle	17.4%	Op_point	Duty cycle	
Efficiency	84.0%	Op_point	Steady state efficiency	
IOUT_OP	2A	Op_point	Iout operating point	
ICThermalR	400degC/W	Op_point	IC junction-to-ambient thermal resistance	
IC Tj	98.4degC	Op_point	IC junction temperature	
VIN_OP	22V	Op_point	VIN operating point	
M_Irms_Act	0.82A	Op_point	Q1 Iavg	
M_Vds_Act	0.75V	Op_point	Q1 Vds	
Time in P	0.071s	Op_point	Time in pulse normal mode operation	

Рис. 10 Таблиця режимів та параметрів

Модулі Filters та Audi

Окрім розглянутих, цікавими є модулі Filters та Audi.

Модуль Filters відповідає за проектування активних фільтрів НЧ, ВЧ, смугового та затримуючого. Дозволяє синтезувати АЧХ, ФЧХ та перехідні характеристики фільтрів, проводити їх аналіз при різних типах функції апроксимації АЧХ, Бесселя, Баттерворта, Чебишева. Використання даного модуля полегшує розробку фільтрів, дозволяє наочно продемонструвати різницю між фільтрами різних типів апроксимації, швидко підібрати необхідні параметри та елементи.

Модуль Audio дозволяє проектувати різні типи підсилювальних пристроїв звукового діапазону частот на елементній базі National Semiconductor Corporation, це може бути високоякісна апаратура з низьким коефіцієнтом нелінійних спотворень, низьким рівнем шуму, мікрофонні підсилювачі і т.і.

Модуль Audio забезпечує наступні і функціональні можливості:

- оптимізацію пристрою за частотним характеристикам;
- моделювання параметрів та характеристик пристрою при заданих та змінених параметрах;
- дослідження температурних режимів та їх оптимізацію.

Широкий вибір елементів та категорій дає можливість проектанту обирати різні комбінації для різноманітних ситуацій.

Застосування середовища online проектування Webench Designer National Semiconductor Corporation, для проектування пристроїв різного призначення, на основі елементної бази компанії розробника, дозволяє значно прискорити процес розробки, виконати його на сучасному рівні, провести модельні дослідження для реальних умов експлуатації, розробити необхідну конструктивну документацію з мінімальними витратами. Доцільно використовувати такі середовища і в навчальному процесі. Середовище online проектування Webench Designer постійно прогресує, зростає його швидкодія, збільшується кількість модулів та їх можливості, покращується зручність користування.

Висновки

Недоліком багатьох програм схемотехнічного проектування є їх висока вартість, вузький спектр застосування, потреба постійного оновлення бази компонентів. В таких ситуаціях доцільним стає використання сучасних середовищ online проектування, що розроблені провідними компаніями виробниками електронних компонентів. Компанії розробники зацікавлені в безкоштовному їх поширенні, постійному оновленні і вдосконаленні, оскільки це дозволяє їм просувати свій продукт на світові ринки. Таки online програми не гірші за стаціонарні за можливостями і набагато краще у забезпеченні сучасними базами компонентів. Недоліком їх є необхідність підключення до мережі Інтернет, але в сучасних умовах його поширення, це не є проблемою.

Таки середовища призначені для розробки та моделювання великого класу радіоелектронних пристроїв, таких як, джерела живлення, світло діодні системи, системи підсвічування та освітлення, підсилювальні пристрої та фільтри, пристрої для обробки сигналів звукового діапазону частот, цифрові конвертори та інтерфейси, температурні сенсори, та інше. Вони дозволяють здійснювати вибір елементної бази, для різних типів пристроїв, забезпечують моделювання процесів в реальному часі, дозволяють проводити дослідження при зміні параметрів оточуючого середовища, моделюють роботу пристроїв в реальних умовах дії вентиляції, дозволяють досліджувати температурні режими, розробляти конструктивну документацію вузлів, монтажні схеми, проводити розрахунок вартості пристрою.

Література

1. PSpice User's guide. MicroSim Corporation. – Prentice Hall, 1988.
2. Hines J.R. Circuit simulation with SPICE. – Prentice Hall, 1988.
3. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Вып.3. – М: Радио и связь, 1992 – 120с.: ил.
4. <http://www.national.com/>
5. <http://www.national.com/analog/amplifiers#appnotes>
6. <http://www.national.com/analog/power/designer>
7. <http://www.national.com/analog/signalpath/designer>

Надійшла до редакції
25.6.2010 р.

УДК 378.147.157

П.М. ПАВЛЕНКО, Ю.В. ЗАДОНЦЕВ

Національний авіаційний університет

ОРГАНІЗАЦІЯ ПІДГОТОВКИ ФАХІВЦІВ ПО ВПРОВАДЖЕННЮ ІНФОРМАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У ПРОМИСЛОВЕ ВИРОБНИЦТВО

В роботі розглядається можливість поєднання різних форм навчання при підготовці фахівців з впровадження ІТ (PLM)- технологій у промислове виробництво з метою скорочення терміну їх підготовки у моделі систематичного навчання.

We consider the possibility of combining different forms of education in preparing professionals to implement IT (PLM) – industrial production technologies in order to shorten their training in the model of systematic training.

Ключові слова: ІТ-технологія, підготовка фахівців

Вступ

Для забезпечення ефективності впровадження і використання CALS-технологій та PLM-рішень конкурентоспроможна вітчизняна промисловість повинна мати критичну масу інженерних кадрів, що вирішують завдання проектування, створення і експлуатації техніки з масовим використанням електронних технологій. Парадигма стабільності знань на базі накопиченого і систематизованого досвіду, інформаційно-наочного підходу до освіти повинна бути переосмислена у напрямі міждисциплінарності, комплексності й освітнього процесу, який постійно розвивається та спрямованого на інтелектуалізацію особи, розвиток її творчих здібностей. Першорядного значення набуває якість освіти в контексті безперервного освітнього процесу. Організація професійного навчання кадрів стала однією з основних функцій управління персоналом, а його бюджет – найбільшою після заробітної платні статтею витрат багатьох компаній. В якості навчальних процедур використовують найрізноманітніші заходи щодо професійного розвитку персоналу: семінари, вивчення іноземних мов, навчання в спеціалізованих школах. Створюються спеціальні системи управління професійним розвитком.

Постановка задачі. Досвід розвинутих країн світу показує, що шлях від усвідомлення необхідності застосування CALS-технологій та PLM-рішень до одержання реальних результатів упровадження таких технологій у промисловість займає п'ять– сім років. Це дає можливість припустити, що і в Україні процес кваліфікованого застосування промислових інформаційних технологій потребує значно більшого часу.

Надмірна затримка з впровадженням CALS-технологій та PLM-рішень у промисловість України може призвести до втрати зовнішнього ринку наукомісткої продукції та до труднощів участі в ринку промислової кооперації.

Для забезпечення ефективності впровадження і використання CALS-технологій та PLM-рішень конкурентоспроможна вітчизняна промисловість повинна мати критичну масу інженерних кадрів, що вирішують завдання проектування, створення і експлуатації техніки з масовим використанням електронних технологій. Тому одними з найважливіших державних завдань у науково-технічній політиці, які визначають у найближчі роки рівень економічної і національної безпеки України, мають бути [1]:

- організація широкого комплексу НДР і ДКР з розробки і впровадження CALS-технологій, PLM-рішень та стандартів ISO (в подальшому IT – технологій);
- створення ринку продуктів і послуг у галузі IT– технологій, що забезпечить їх ефективне застосування в різних галузях промисловості;
- початок підготовки фахівців з впровадження IT– технологій у промислове виробництво.

Навчання і розвиток персоналу є найважливішою умовою успішного функціонування будь-якої організації. Науково-технічний прогрес, світова конкуренція висувають нові вимоги по вдосконаленню якості освіти. Сьогодні наукове лідерство організації не є заставою лідерства в ефективності. Прискорення науково-технічного прогресу значно прискорює процес старіння професійних знань і навичок. Інженер, що закінчив ВНЗ у середині минулого століття, міг не піклуватися про підвищення кваліфікації до кінця своєї трудової біографії – інститутського багажу було цілком достатньо; знання випускників до початку століття застарівали через 30 років; сучасні інженери повинні перенавчатися значно швидше. Парадигма стабільності знань на базі накопиченого і систематизованого досвіду, інформаційно-наочного підходу до освіти повинна бути переосмислена у напрямі міждисциплінарності, комплексності й освітнього процесу, який постійно розвивається та спрямованого на інтелектуалізацію особи, розвиток творчих здібностей. Першорядного значення набуває якість освіти в контексті безперервного освітнього процесу.

Згідно з діючим законодавством в Україні встановлені наступні форми отримання освіти: очна, заочна, вечірня, дистанційна та екстернат. Кожна з вказаних форм має свої недоліки та переваги, але ж кожна націлена на насичення ринку праці держави кваліфікованими фахівцями, спроможними вирішувати всі актуальні задачі сьогодення тієї чи іншої сфери людської діяльності та маючими потенціал до адаптації до можливих змін в умовах їх праці та масштабах вирішуваних професійних задач, зв'язаних з науково-технічним прогресом.

Аналіз досліджень. Всебічний огляд стану питання підготовки та управління персоналом в міжнародному масштабі, його проблеми та перспективи подальшого розвитку розгорнуто подано в [1-3]. Питання, зв'язані як з теоретичними, так і практичними аспектами організації та моделювання навчального процесу представлено в роботах [4-6]. Особливості процесу придбання знань та можливості прогнозування їх рівня в галузі інформаційних технологій виробничого призначення висвітлюються в роботах [7, 9].

Мета роботи. Метою цієї роботи є всебічний аналіз проблеми удосконалення якості підготовки співробітників наукомістких виробничих підприємств України за рахунок різноманітних навчальних заходів, сприяючих підвищенню кваліфікації персоналу та розробка моделі систематичного навчання фахівців по впровадженню IT– технологій у промислове виробництво.

Основна частина. Підвищити ефективність управління виробництвом можна тільки в тому випадку, якщо люди, якими керують, володіють знаннями, уміннями і відповідним настроєм, необхідним для того, щоб їх зусилля були ефективними і результативними. Коли відповідні люди прийняті на роботу, навчання стає основним чинником, що забезпечує розвиток їх умінь, навичок і установок, необхідних для їх ефективної роботи.

Лінійний менеджер спільно з фахівцем з навчання зобов'язаний [3]:

- визначити відповідні вимоги;
- забезпечити необхідну організацію процесу навчання;
- забезпечити контроль його ефективності.

Для організації процесу професійного навчання використовують циклічний підхід (рис. 1).

Потреби організації в навчанні персоналу повинні бути проаналізовані фахівцем з кадрів або відділом навчання відповідно до загальних виробничих цілей і політики організації в плануванні робочої сили [4]. При цьому визначається необхідність навчання конкретних груп працівників по всіх підрозділах після консультацій з лінійними менеджерами. Ця робота повинна також включати аналіз очікуваного ефекту від дії навчання на виконання організацією виробничих завдань.

Визначення потреб в професійному розвитку окремого співробітника вимагає спільних зусиль кадрового менеджменту, самого співробітника і його керівника. Кожна із сторін привносить своє бачення цього питання, визначуване її положенням в організації, роллю в процесі професійного розвитку (рис. 2).

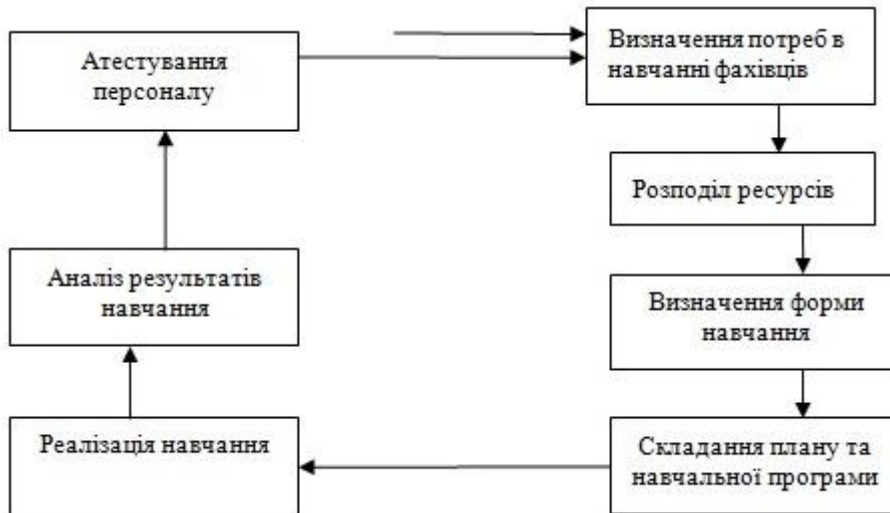


Рис. 1. Цикл систематичного навчання

Для адекватного визначення потреб професійного розвитку кожна із сторін, що бере участь в цьому процесі, повинна розуміти, під впливом яких чинників складаються потреби організації в розвитку свого персоналу. Цими чинниками є [5]:

- динаміка зовнішнього середовища (споживачі, конкуренти, постачальники, держава);
- розвиток техніки і технології, що приводе до появи нової продукції;
- зміна стратегії розвитку організації;
- створення нової організаційної структури;
- освоєння нового вигляду діяльності.

Кадрова політика підприємства, зокрема політика у області освіти, робить особливо сильний вплив на розмір коштів, що виділяються на навчання, а також на вибір методів і видів навчання, які будуть фінансуватися. Один із способів переконати керівництво збільшувати ресурси на навчання полягає в тому, щоб відноситися до навчання як до вкладення капіталу, а не як до безповоротних витрат. Такий підхід характеризується поняттям "людський капітал". Він був розроблений Г.С. Беккером, фахівцем з трудових ресурсів. Відповідно до цього підходу навчання оцінюється таким же чином, як і будь-який інший інвестиційний проект.

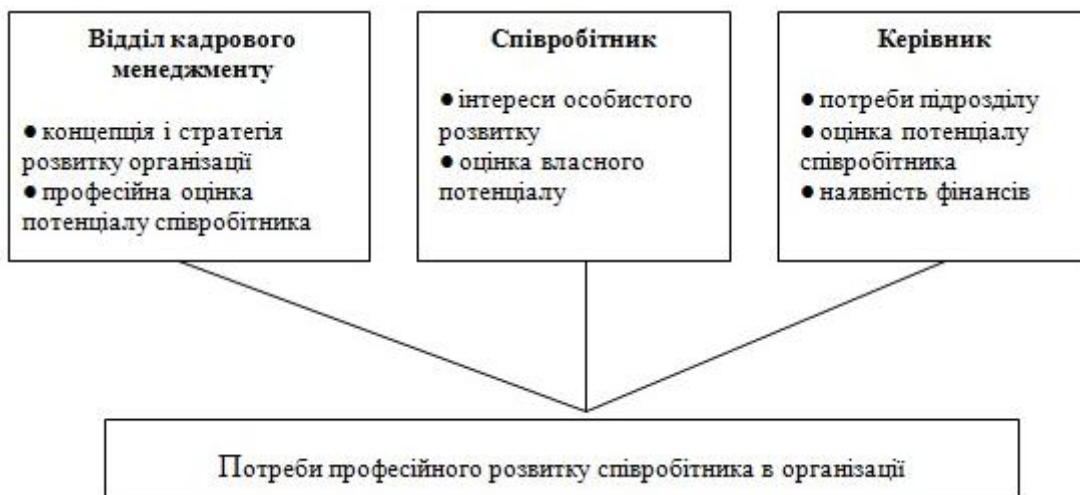


Рис. 2. Визначення потреб професійного розвитку

Керуючись таким підходом, працедавці вже з більшою вірогідністю організовуватимуть навчання і стежитимуть за тим, щоб одержати максимально можливий прибуток від вкладення коштів в цей процес. Керівники повинні виявляти велику зацікавленість в рішенні таких питань, як відшкодування витрат на навчання, зниження витрат, пов'язаних з текучістю робочої сили, підбір кадрів і оцінка наявності у персоналу необхідних навиків і знань. В процесі планування навчання може бути корисна схема, приведена на рис. 3.

Сьогодні постійне навчання співробітників стало нормою в передових компаніях світу [7]. Багато дослідників прогнозували, що до 2010 року в 500 великих фірмах середній робітник щорічно витратить біля 53 годин на програми підготовки, субсидійовані організацією. Проте, судячи за наявними даними, цей прогноз не зовсім відповідає реальній потребі компаній в освіті. Наприклад, вже в 1995 році кожен співробітник "Тексас Інструментс" провів більше 40 годин на курсах підвищення кваліфікації (для

порівняння в 1990 році – 25 годин). У фірмі Моторола норму додаткової освіти планується довести до 200 годин в рік на кожного співробітника.

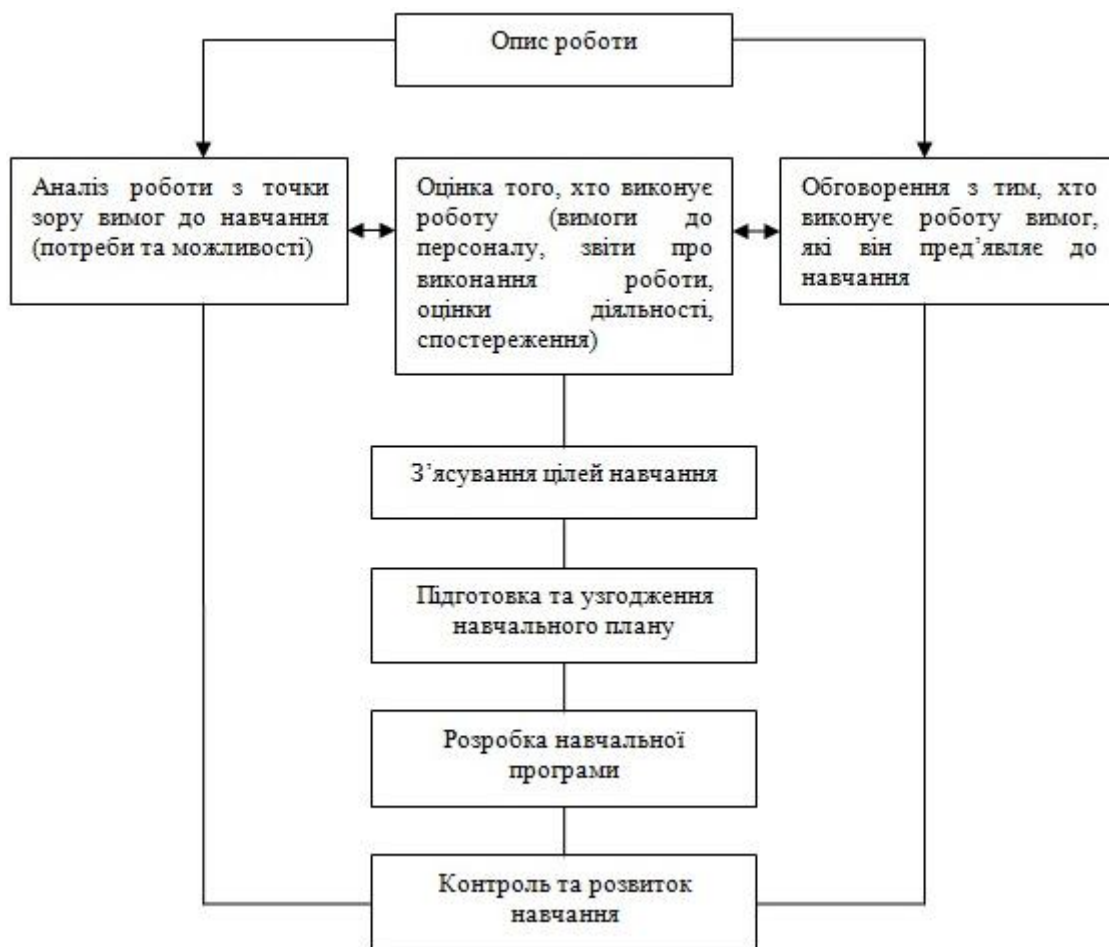


Рис. 3. Етапи планування навчання

Програми в області підготовки і перепідготовки робочої сили мають 76 % американських корпорацій з числом зайнятих 500 і більше чоловік [2]. Так, корпорація Дженерал Моторс щорічно витрачає на перепідготовку робітників 80 млн доларів. Крім безпосереднього впливу на фінансові результати за допомогою підвищення рівня професійної майстерності, капіталовкладення в професійний розвиток сприяють створенню сприятливого клімату в організації, підвищують мотивацію співробітників і їх відданість організації, забезпечує спадкоємність в управлінні.

Професійний розвиток робить позитивний вплив і на самих співробітників. Підвищуючи кваліфікацію і набуваючи нових навиків і знань, вони стають більш конкурентноздатними на ринку праці і дістають додаткові можливості для професійного зростання як усередині своєї організації, так і поза нею [8]. Це особливо важливо в сучасних умовах швидкого морального старіння професійних знань. Професійне навчання також сприяє загальному інтелектуальному розвитку людини, розширює його ерудицію і круг спілкування, укріплює впевненість в собі.

Підготовка фахівців по впровадженню інформаційних технологій це процес, що включає в себе: планування, управління функціонуванням, управління розвитком, контроль та координацію.

Загальна схема підготовки фахівців наведена на рис. 4. Наведена схема являється такою, що постійно розвивається. Це перш за все пов'язано із стрімким розвитком інформаційних технологій та мультизадачністю впровадження цих технологій у промислове виробництво.

Результуючою величиною, що характеризує систему підготовки в цілому є комплексна функція $(S(z, u, n))$, параметрами якої являються змінні $(Z, U$ та $n)$, що відображають рівень знань, умінь і навичок фахівців.

Розвиток системи підготовки фахівців здійснюється завдяки процесам координації із зовнішнім середовищем, вплив якого на систему підготовки здійснюється завдяки формуванню замовлення на підготовку певних спеціалістів та вимогам до рівня підготовки цих фахівців $(M(z', u', n'))$.

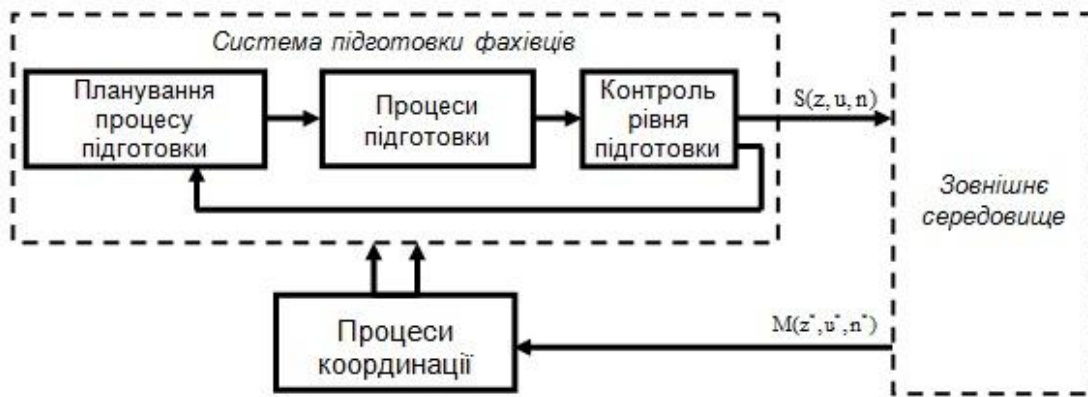


Рис. 4. Загальна схема підготовки фахівців

Системний аналіз процесів формування знань, умінь та навичок у тих, хто навчається, дозволяє виділити наступні структурні елементи системи підготовки: об'єкт підготовки, суб'єкт підготовки та середовище підготовки, яке у свою чергу визначається процесами засвоєння знань, формування умінь та набуття навичок об'єктами підготовки (рис. 5)

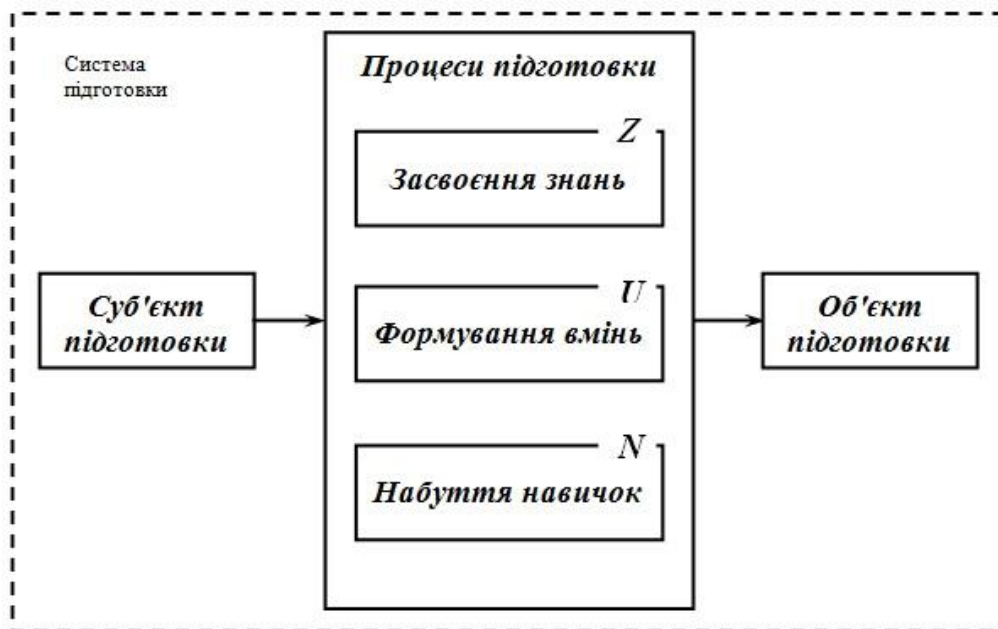


Рис. 5 Основні процеси підготовки фахівців

Аналіз дозволяє виділити наступні три категорії результатів процесу навчання і відповідних ним фактів.

Теоретичні знання – упорядкована сукупність відомостей, зазвичай фактичного або процедурного характеру, використання яких дозволяє адекватне виконання задач. Володіння знаннями не говорить про те, що вони будуть використані. До них відносяться знання, що отримані на теоретичних (лекційних та групових) заняттях, вони утворюють систему знань про призначення, характеристиках, принципах функціонування предмету навчання, методології їх застосування та інше.

Практичні уміння – здібності, необхідні для виконання деякої функції при виконанні обов'язків. До них відносяться сформовані при практичній підготовці уміння виконувати задачі (наприклад, уміння програмувати, уміння застосовувати спеціальні програмні продукти, відпрацьовувати задачі управління виробництвом, планування ресурсів та інше). Дуже часто для проявлення умінь необхідно використання яких-небудь основних знань.

Практичні навички – це здатність легко і точно виконувати дії, необхідні для якісного виконання робіт. Говорячи про навички, необхідно вказувати деякий нормативний рівень, досягнення якого необхідно для ефективного виконання роботи. До цієї категорії відносяться сформовані при практичному та самостійному навчанні навички виконання завдань (наприклад, навички роботи з клавіатурою, навички монтажу технічних засобів, навички програмування та інше).

Висновки. Ефективність впровадження інформаційних технологій у виробництво залежить від рівня кваліфікації, тобто рівня знань, умінь та навичок самих фахівців. Тому важливою задачею є формування відповідного стабільного рівня знань, умінь та навичок, яка є науковою основою створення

ефективної системи підготовки.

При використанні існуючих форм отримання освіти термін підготовки кваліфікованого фахівця становить 4 роки, збільшуючись залежно від освітньо-кваліфікаційного рівня, що надається. З урахуванням необхідності відкриття відповідних нових спеціальностей та спеціалізацій для підготовки фахівців по впровадженню інформаційних технологій цей термін буде ще збільшуватися.

При поєднанні різних форм отримання освіти (навчання) під час підготовки можливе скорочення термінів підготовки за рахунок збільшення інтенсивності процесу навчання на підставі зацікавленості об'єктів підготовки.

Література

1. Иванова С.В. Искусство подбора персонала./ Иванова С.В. – М.: Альпино Бизнес Букс, 2006;
2. Макарова И.И. Управление персоналом. Наглядные учебно-методические материалы./ Макарова И.И. – М.: ИППЭ им. А.С. Грибоедова, 2006;
3. Стаут Л.У. Управление персоналом. Настольная книга менеджера./ Стаут Л.У. – М.: Добрая книга, 2005;
4. Архангельский С.И. Лекции по научной организации учебного процесса в высшей школе./ Архангельский С.И. – М.: Высшая школа, 1976. – - 200 с.;
5. Леонтьев Л.П. Проблемы управления учебным процессом: Математические модели./ Леонтьев Л.П., Гохман О.Г. – - Рига, 1984. – - 239 с.;
6. Майер Р.В. Моделирование процесса формирования системы эмпирических знаний / Майер Р.В // Проблемы учебного физического эксперимента. Выпуск 2. – Глазов: ГГПИ, 1996. – - С. 21– 25;
7. Бокун И.А. Прогнозирование и планирование экономики / Бокун И.А., Темичев А.М.. – М.: Наука, 2002; 345с.
8. Осуги С. Приобретение знаний; пер. с япон. / [под ред. С. Осуги, Ю. Саэки] – М.: Мир, 1990. – 304 с.
9. Павленко П.М. Автоматизовані системи технологічної підготовки розосереджених виробництв. Методи побудови та управління/ Павленко П.М.: Монографія. – К.: Книжкове вид-во НАУ, 2005. – 280 с.

Надійшла до редакції
24.6.2010 р.

УДК 542.45

В.В. ШОЛОТА, Н.І. ЗАБОЛОТНА, І.В. МУСІЙЧУК

Вінницький національний технічний університет

ВІДОБРАЖЕННЯ ПАРАЛЕЛЬНИХ МОДИФІКОВАНИХ МЕТОДІВ РОЗВ'ЯЗАННЯ СЛАР НА СТРУКТУРУ ПАРАЛЕЛЬНОЇ ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННОЇ ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ

Стаття присвячена дослідженню узгодженості паралельних алгоритмів з обчислювальними структурами, зокрема представлено два паралельних модифікованих методи розв'язання СЛАР (простотої ітерації та релаксації) та відображення їх на структуру паралельної оптико-електронної обчислювальної структури, а також оцінено час виконання однієї ітерації на запропонованих структурах.

The article is devoted to consistency of parallel algorithms and computing structures investigation, including two parallel modified methods for solving systems of linear algebraic equations (simple iteration and relaxation) representation and its reflection on parallel optical-electronic computing system structure. Time performance of one iteration on the proposed structures is also evaluated.

Ключові слова: паралельні алгоритми, модифіковані методи, проста ітерація та релаксація

Вступ

В сучасних умовах розвитку обчислювальної техніки актуальними є проблеми створення нетрадиційних підходів до підвищення її ефективності. При цьому можуть з'явитись можливості побудови інформаційно-обчислювальних систем нового класу за рахунок застосування більш ефективних методів їх організації, а саме за рахунок поєднання паралельних методів обробки інформації з новою елементною базою. Таке поєднання важливо дослідити на конкретних актуальних практичних задачах з тим, щоб показати принципи можливості вирішення таких наукоємних проблем, які традиційними методами не вирішувались взагалі, або вирішувались неефективно [1]. Такими задачами можна вважати розв'язання систем лінійних алгебраїчних рівнянь надвеликих розмірностей в реальному часі, наприклад в радіолокації, зв'язку, астрономічних дослідженнях, біомедицині, що найкраще реалізовувати оптичними методами. Тому оптичні матричні обчислювальні пристрої представляють особливий інтерес. В останні роки в літературі описано багато різних оптичних пристроїв для виконання арифметичних операцій над великорозмірними даними [2, 3]. Однак аналіз методів побудови оптичних обчислювальних пристроїв для обробки матриць

спонукає до пошуку нових методів, які б узгоджувалися з паралельними властивостями алгоритмів розв'язання поставлених задач.

Тому пропонується застосування нового підходу до побудови оптико-електронних обчислювальних пристроїв, запропонованого в [1], при побудові обчислювальної системи для розв'язання СЛАР модифікованими паралельними методами. Підхід передбачає використання двійкової системи числення із застосуванням розрядно-зрізового введення, обробки і виведення матриць-картин оптичних зображень та оптичного цифрового накопичення проміжних результатів.

Загальною особливістю для отримання паралельної інтерпретації методів є забезпечення представлення в матричній (векторній) формі як вхідної паралельної інформації, так і її проміжних і результуючих обчислень. В роботі [4] запропоновано паралельну форму методу Гаусса-Жордана для розв'язання СЛАР, орієнтованого на довільні розміри задачі (N – довільне число) за рахунок організації паралельного введення матричної інформації при забезпеченні найкращого часу виконання обчислень, рівного $T = N$ кроків, і найвищого рівня прискорення паралельного алгоритму $S = N^2$ порівняно з відомими. Однак, метод Гаусса-Жордана, як прямиий метод розв'язання СЛАР, не володіє необхідною точністю, якої потребує, наприклад, розв'язання оберненої задачі томографії, в якій вхідна матриця є розрідженою, а вимоги до точності обчислень є високими. Тому є доцільним застосування принципів паралелізму до модифікації ітераційних методів розв'язання СЛАР та їх паралельне відображення на обчислювальну структуру.

Метою статті є відображення паралельних модифікованих ітераційних методів розв'язання СЛАР на структуру паралельної обчислювальної структури із застосуванням перспективної оптико-елементної бази, що дозволить оцінити час виконання однієї ітерації та порівняти загальний час розв'язання СЛАР.

Модифікація паралельних ітераційних методів розв'язання СЛАР

Серед ітераційних методів для модифікації обрано метод простої ітерації та метод релаксації, як найбільш придатні до розпаралелювання, оскільки дають можливість виконувати дії одразу над усіма елементами вхідних матриць одночасно, використовуючи дані, отримані лише на попередній ітерації. Зокрема, загальний вигляд формули, за якою здійснюється розв'язання СЛАР за методом простої ітерації має вигляд [3]:

$$\mathbf{x}^{(k+1)} = \boldsymbol{\beta} + \boldsymbol{\alpha}\mathbf{x}^{(k)} \quad (k = 0, 1, \dots, n), \quad (1)$$

де \mathbf{x} – вектор невідомих; $\boldsymbol{\beta}$ – вектор вільних членів; $\boldsymbol{\alpha}$ – матриця коефіцієнтів; k – номер ітерації.

Для модифікованого методу знакозмінні $N \times N$ -вимірні матриця коефіцієнтів $\boldsymbol{\alpha}$ і N -вимірний вектор вільних членів $\boldsymbol{\beta}$ представляються в формі з плаваючою комою в прямому коді у вигляді наборів із $S = (M + P + 2)$ бінарних розрядних зрізів (PЗ), що мають розмірність відповідних матриці і вектора [1]:

$$\boldsymbol{\alpha} = \{ \mathbf{Sg}_{m_A=0}, \mathbf{A}_{m_A=1}, \dots, \mathbf{A}_{m_A=M}, \mathbf{Sg}_{p_A=M+1}, \mathbf{A}_{p_A=M+2}, \dots, \mathbf{A}_{p_A=S} \}, \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\beta} = \{ \mathbf{Sg}_{m_b=0}, \mathbf{b}_{m_b=1}, \dots, \mathbf{b}_{m_b=M}, \mathbf{Sg}_{p_b=M+1}, \mathbf{b}_{p_b=M+2}, \dots, \mathbf{b}_{p_b=S} \},$$

де $\mathbf{Sg}_{m_A=0}, \mathbf{Sg}_{m_b=0}$ – знакові PЗ відповідно мантиси матриці \mathbf{A} і мантиси вектора \mathbf{b} ; $\mathbf{A}_{m_A=1}, \mathbf{b}_{m_b=1}$ – інформаційні PЗ мантиси матриці \mathbf{A} і мантиси вектора \mathbf{b} ; $\mathbf{Sg}_{p_A=M+1}, \mathbf{Sg}_{p_b=M+1}$ – знакові PЗ порядку матриці \mathbf{A} і порядку вектора \mathbf{b} ; $\mathbf{A}_{p_A=S}, \mathbf{b}_{p_b=S}$ – інформаційні PЗ порядку матриці \mathbf{A} і порядку вектора \mathbf{b} ; m_A, m_b – порядкові номери PЗ просторових кодів мантиси матриці \mathbf{A} і мантиси вектора \mathbf{b} ; p_A, p_b – порядкові номери PЗ просторових кодів порядку матриці \mathbf{A} і порядку вектора \mathbf{b} ; M, P – число інформаційних PЗ мантиси і порядку матриці \mathbf{A} і вектора \mathbf{b} .

Аналогічним чином формується вектор \mathbf{x} результату розмірністю N :

$$\mathbf{x} = \{ \mathbf{Sg}_{m_x=0}, \mathbf{x}_{m_x=1}, \mathbf{K}, \mathbf{x}_{m_x=M}, \mathbf{Sg}_{p_x=M+1}, \mathbf{x}_{p_x=M+2}, \mathbf{K}, \mathbf{x}_{p_x=S} \}. \quad (3)$$

Алгоритм розв'язання СЛАР за модифікованим методом ітерацій можна подати у вигляді процесу виконання трьох основних операцій: множення вектора невідомих \mathbf{x} на матрицю коефіцієнтів \mathbf{A} , додавання отриманого добутку до вектора вільних членів \mathbf{b} , порівняння векторів результатів двох сусідніх ітерацій.

Операція 1. Паралельне векторно-матричне множення в формі з плаваючою комою з формуванням матриці \mathbf{S} часткових добутків [5] складається з паралельного формування всіх необхідних часткових добутків у вигляді матриці \mathbf{S} ($S_{ij} = b_i \cdot a_{ij}$, $i = \overline{1, N}$; $j = \overline{1, N}$) та формування вектора результату \mathbf{c}

($c_k = \sum_{i=1}^N S_{ik}$) за допомогою паралельного підсумовування всіх елементів k -го стовпця матриці \mathbf{S} .

Крім того, операція враховує специфіку множення чисел з плаваючою комою, а саме паралельне додавання порядків операндів та множення їх мантис, нормалізацію та округлення результату при поданні числових матриць за розрядними зрізами, що в подальшому відображається на структурі обчислювальної системи.

Операція 2. Паралельне додавання векторів \mathbf{c} та \mathbf{b} в формі з плаваючою комою складається з 4 етапів [6]: прирівнювання порядків операндів з використанням векторів ознак для організації паралельного зсуву мантис необхідних операндів; паралельне додавання мантис; паралельна нормалізація результату з використанням векторів ознак порушення нормалізації ліворуч та праворуч відповідно; паралельне перетворення порядку результату з доповняльного коду в прямий.

Операція 3. Паралельне порівняння [7] векторів результатів двох сусідніх ітерацій з заданою точністю $|\mathbf{x}^{k+1} - \mathbf{x}^k| \leq \epsilon$ відбувається шляхом виконання спочатку операції паралельного додавання векторів, попередньо записавши другий доданок від'ємним, з наступним паралельним порівнянням розрядних зрізів (без знакового РЗ) мантис вектора результату з розрядними зрізами вектора точності. Результат порівняння, сформований у вигляді бінарного вектора \mathbf{Vm} з одиничними елементами в позиціях виконання умови $|\mathbf{x}^{k+1} - \mathbf{x}^k| \leq \epsilon$, та нульовими в протилежному випадку, при наявності усіх одиниць вказує на необхідність завершення роботи та видачі вектора результату розв'язання СЛАР.

В методі простої ітерації використана специфіка організації обчислювального процесу, орієнтована на природний тип паралелізму "техніки" (прийомів) оптичних цифрових обчислень [1], дає змогу зменшити час розв'язання СЛАР і забезпечити більшу точність. Час виконання однієї ітерації за даним методом визначається часом виконання векторно-матричного множення, який залежить від розмірності вхідних даних. При великих значеннях розмірності це суттєво впливає на загальний час розв'язання СЛАР.

Ця проблема усувається в паралельному модифікованому методі релаксації [8], що передбачає відхід від векторно-матричного множення і заміну його іншими матричними операціями, котрі вже мають менший ранг та реалізуються на оптичній елементній базі практично без затрат часу. До таких матричних операцій, зокрема, належить: операції логічного множення матриць, розмноження діагональних елементів матриці до розміру рядка, формування з діагональних елементів матриці вектора-стовпця, а також паралельне поелементне ділення двох матриць. На всіх етапах операції над усіма елементами матриці виконуються одночасно.

Для безпосереднього розв'язання приведеної СЛАР за нев'язками необхідних нам функцій реалізуються за допомогою організації операцій знаходження максимального елемента вектора [9]. Паралельна інтерпретація методу релаксації дає великий вигреш часу та має високу точність.

Відображення модифікованих методів на обчислювальну структуру

Для можливості розв'язання в реальному часі на деякій гіпотетичній паралельній обчислювальній структурі певної задачі необхідне знання паралельної форми методу. Але для того, щоб дослідження паралельних властивостей методу не було даремним для практичних задач, необхідно, щоб математична модель паралельної системи в достатній мірі адекватно відображала особливості її структури.

Запропоновані паралельні форми методів розв'язання СЛАР, подані у формі з плаваючою комою, передбачають, що отриманий алгоритм повинен виконуватись для довільної розмірності $N \times N$ матричних операндів і розрядності S їх елементів. В такому випадку для повного використання переваг розробленого паралельного алгоритму, доцільно реалізувати його на паралельній обчислювальній системі із структурою, адекватною структурі матричних даних. Тобто реалізація паралельного методу розв'язання СЛАР на обчислювальній структурі проводиться в умовах, коли фізичний розмір (число процесорного елемента) системи в точності дорівнює розміру вирішуваної задачі. Такий підхід відомий із робіт [2, 9], де його "вузьким" місцем було визнано організацію послідовно-паралельного введення інформації і послідовного доступу в пам'ять кожного процесорного елемента, які вимушені були ставати в чергу за необхідною інформацією. Отже, набуті переваги паралельного обчислення зводились таким чином нанівець і загальний час розв'язання задачі суттєво збільшувався.

Для усунення перелічених недоліків, в відповідності до застосованої методики розробки паралельних спеціалізованих обчислювачів необхідно запропонувати таку структуру, яка б містила вузли і блоки, на вхід яких паралельно поступають всі елементи РЗ масивів даних з подальшою паралельною обробкою до моменту паралельного формування всіх елементів РЗ результату на виході [10]. Крім того, запропоновані зв'язки в структурі повинні забезпечувати одночасний доступ кожного процесорного елемента (ПЕ) до потрібної комірки пам'яті незалежно від інших ПЕ.

Обчислювальна структура для розв'язання СЛАР за модифікованим методом простої ітерації (рис. 1) складається з трьох основних паралельних блоків: блока векторно-матричного множення БВММ і блока додавання БД і блока порівняння БП [7], що відображають організацію трьох основних операцій модифікованого методу простої ітерації. Також в схемі використовується затвор З, блок керування БК та матричні комутатори МК1, МК2, МК3. Кожний блок представляє собою оптоелектронну матричну структуру, що дозволяє підтримувати максимальний паралелізм обчислень та організувати обмін даними між блоками без додаткових затрат часу.

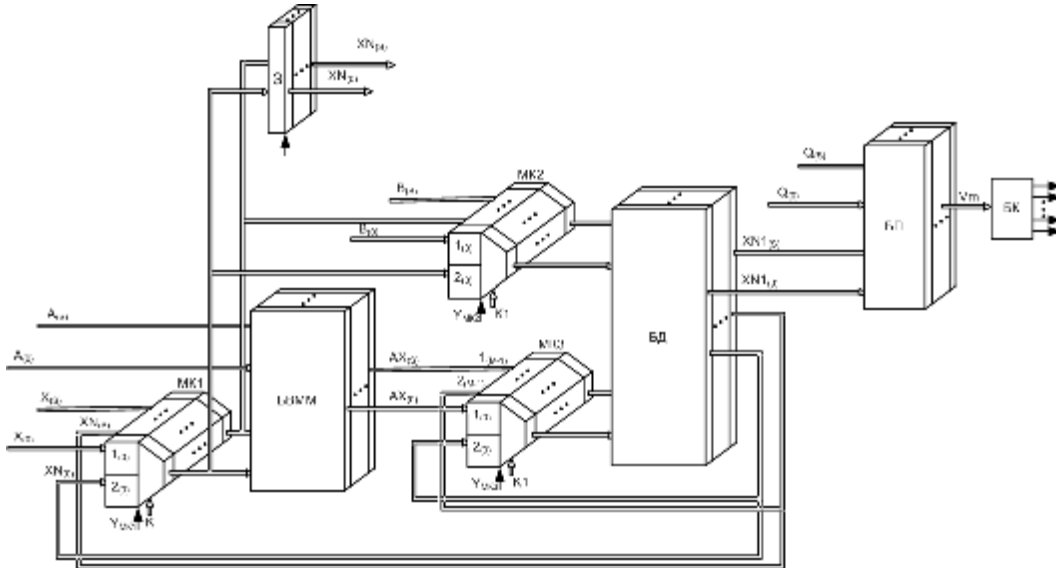


Рис. 1. Структурна модель паралельної оптико-електронної системи для розв'язання СЛАР за модифікованим методом простої ітерації

В результаті адекватного відображення паралельного методу релаксації для розв'язання СЛАР на паралельну обчислювальну архітектуру спецобчислювача, отримано структурну модель (рис. 2) [8], що містить такі паралельні вузли та блоки: комутатори цифрових картин $KmKM1$, $KmKM2$, паралельний багатовимірний регістр зсуву $RG1$, двовимірні регістри зсуву $RG2$, $RG3$, паралельний поділювач вектора на число $DEV2$, паралельний поділювач матриці на вектор $DEV1$, паралельні багатовимірні накопичувальні суматори $SUM1$ та $SUM2$, блоки паралельної логічної обробки $BLO1$ та $BLO2$, блок паралельного множення вектора на число VMn , блок транспонування вектора TR , затвор $Zatvor$ та векторний блок керування BK . За рахунок організації всіх блоків на оптико-електронній елементній базі, що забезпечує паралельний доступ до будь-якої комірки матрична оптикоелектронна обчислювальна система має здатність підтримувати максимальний паралелізм оптичних методів обчислень, забезпечуючи організацію розрядно-зрізового оптичного введення-виведення та обробки матриць.

Відображення модифікованих методів на оптикоелектронну обчислювальну структуру дає можливість оцінити її часові характеристики на реальній оптикоелектронній базі. Для обчислювальної системи час виконання однієї ітерації за модифікованим методом простої ітерації складе:

$$\min T^{n.k.} = \left(\begin{matrix} 8M^3 + 8M^2 + 48M + 96P + 218 + \log_2 M + \\ + 8N(4P + 4M + MP + 11) \end{matrix} \right) t_{л.м.}; \tag{4}$$

$$\max T^{n.k.} = \left(\begin{matrix} 8M^3 + 8M^2 + 80M + 88P + 24MP + 234 + \log_2 M + \\ + 8N(4P + 4M + MP + 11) \end{matrix} \right) t_{л.м.},$$

де N – розмірність матриці (вектора) вхідних даних, M, P – число інформаційних розрядних зрізів мантиси і порядку матриці та вектора вхідних даних, $t_{л.м.}$ – час виконання паралельного логічного множення.

А за модифікованим методом релаксації:

$$\Delta T_2 = (M^2 + MP + 5M + 6P + 13)8t_{л.м.}, \tag{5}$$

що забезпечує незалежність часу виконання операції від розмірності N вхідних матриць та вектора.

Враховуючи застосування оптико-електронної бази, а саме керованих транспарантів [11] в якості базового блоку, що реалізує паралельне логічне множення бінарних матриць, можна оцінити час розв'язання СЛАР запропонованими структурами. Зокрема, при дослідженні аспектів практичної реалізації структур було визначено, що доцільним є застосування сучасних розробок, таких як двовимірний просторово-часовий модулятор світла (ПЧМС) на квантових ямах $ABLAZE\ 2D\ MQW$ [12] з розмірністю 512×512 елементів та часом перемикання $t = 10^{-10}$ с. При використанні його в якості базового блоку логічного множення, та при значеннях $M = 8$ і $P = 8$, можна досягти часу виконання однієї ітерації 57 мкс за методом простої ітерації та 0.02 мкс за методом релаксації. Час виконання одного циклу за модифікованим прямим паралельним методом Гаусса-Жордана складає 0.32 мкс, що на порядок більше за час виконання однієї ітерації за методом релаксації. Крім того, загальний час розв'язання СЛАР ітераційними методами складає $T_{iter} = K_{iter} \cdot \Delta T$, де K_{iter} – кількість ітерацій; ΔT – час виконання однієї ітерації. А за прямим методом Жордана-Гаусса: $T_{Ж-Г} = N \cdot \Delta T$, де N – порядок системи рівнянь; ΔT – час виконання одного циклу.

Кількість ітерацій K_{iter} заздалегідь невідома, однак зазвичай вона є меншою за порядок системи N , а отже при великорозмірних вхідних даних час розв'язання СЛАР за паралельними модифікованими ітераційними методами буде меншим, ніж за паралельними модифікованими прямими методами, що збільшить швидкодію паралельних оптико-електронних обчислювальних структур.

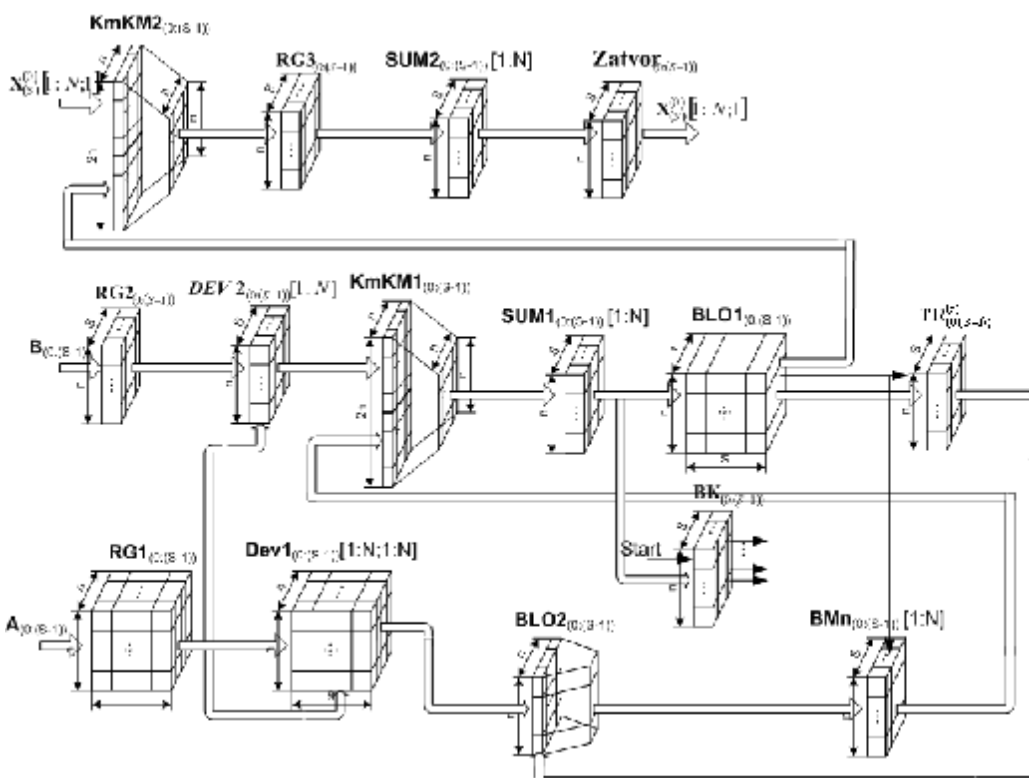


Рис. 2. Структурна модель паралельної оптико-електронної системи для розв'язання СЛАР за модифікованим методом релаксації

Висновки

Показано необхідність створення паралельних швидкодіючих обчислювальних систем, що були б орієнтовані на паралельні методи розв'язання сучасних задач, зокрема розв'язання СЛАР. Представлено два модифіковані методи: паралельну інтерпретацію метода простої ітерації та метода релаксації, орієнтовані на природний паралелізм "техніки" цифрових оптичних обчислень, що дало змогу зменшити час розв'язання СЛАР. Методи було відображено на обчислювальні структури, орієнтовані на оптоелектронну елементну базу. Було оцінено час виконання однієї ітерації кожного з методів при застосуванні в якості базового блоку модулятора світла ABLAZE 2D MQW, що дало змогу зменшити цей час до 57 мкс за методом простої ітерації та 0.02 мкс за методом релаксації. Також показано переваги паралельних модифікованих ітераційних методів для розв'язання СЛАР над паралельними прямими методами.

Література

1. Заболотна Н. І. Сучасні методи побудови оптико-електронних обчислювальних пристроїв для лінійно-алгебраїчних процесорів / Н. І. Заболотна, В. В. Шолота // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – Вінниця. – 2001. – № 2. – С.63-70.
2. Вербовецкий А. А. Современные методы создания оптической цифровой вычислительной техники / А. А. Вербовецкий // Зарубежная радиоэлектроника. – 1999. – № 6. – С. 12-50.
3. Заболотна Н. І. Концепції та підходи до побудови спецпроцесорів для ітераційного розв'язання систем лінійних алгебраїчних рівнянь / Н. І. Заболотна, І. В. Мусійчук, С. В. Костюк // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – Вінниця. – 2008. – № 2 (16). – С. 34-41.
4. Шолота В. В. Високопродуктивний процесор для паралельного розв'язання систем лінійних рівнянь та обернення матриць / В. В. Шолота // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – № 1. – С. 86-91.
5. Кожем'яко В. П. Високопродуктивний спецпроцесор для обчислення векторно-матричного добутку з плаваючою комою / В. П. Кожем'яко, Н. І. Заболотна, О. В. Маліночка // ВООТТП. – 2004. – № 1. – С.118-121.
6. Кожем'яко В. П. Цифровий оптоелектронний суматор обробки матриць в формі з плаваючою комою / В. П. Кожем'яко, Н. І. Заболотна, В. В. Шолота // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1997. – № 2. – С.136-142.

7. Заболотна Н. І. Сторінковий пристрій порівняння з плаваючою комою в оптоелектронній структурі для розв'язання систем лінійних алгебраїчних рівнянь / Н. І. Заболотна, В. В. Шолота, І. В. Мусійчук, С. В. Костюк // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – Вінниця. – 2007. – № 1 (13). – С.84-91.

8. Заболотна Н. І. Структурна організація спецпроцесора для розв'язання систем лінійних алгебраїчних рівнянь за методом релаксації / Н. І. Заболотна, В. В. Шолота, С. В. Костюк, А. М. Тіщенко // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2007. – № 2 (14). – С.138-143.

9. Седухин С. Т. Параллельная интерпретация прямых методов линейной алгебры / С. Т. Седухин // Программирование. – 1984. – № 4. – С.57-68.

10. Заболотна Н. І. Теоретичні основи розробки лінійно-алгебраїчних процесорів для паралельної обробки зображень / Н. І. Заболотна // Праці 2 Всеукраїнської конф. “Обробка сигналів і зображень та розпізнавання образів” (УкрОбраз– 94). – Київ: Українська асоціація з оброблення інформації та розпізнавання образів. – 1994. – С.231-233.

11. Нефф, Дж. А. Двумерные пространственные модуляторы света: методичный обзор / Дж. А. Нефф, Р. А. Атахале, С. Х. Ли // ТИИЭР. – 1990. – № 5. – С. 29-57.

12. ABLAZE™ 2D MQW Spatial Light Modulator Array [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://www.thirdwave.de/3w/tech/optical/Ablaze_Product_Brief.pdf

Надійшла до редакції
8.7.2010 р.

УДК 004.896

Ю.А. СКОБЦОВ, Л.В. НЕЧВОЛОДА

Донецкий национальный технический университет

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ СНИЖЕНИЯ МОДЕЛЬНОЙ ОШИБКИ ПРИ ОБРАБОТКЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ЭКСПЕРТНОГО ОЦЕНИВАНИЯ В ХОДЕ ТЕХНИЧЕСКОГО ПЕРЕОСНАЩЕНИЯ МАШИНОСТРОИТЕЛЬНОГО ПРЕДПРИЯТИЯ

Разработана методика снижения модельной ошибки в ходе оценивания альтернатив технического переоснащения, возникающей вследствие слабой согласованности экспертных оценок, на основе интерпретации отдельных строк матриц с использованием расстояния Кемени между ранжированиями и свертки с нечеткой мерой, для сохранения сведений о нечетких предпочтениях экспертов.

The method of model error decline during the evaluation of the technical retooling alternatives is developed, arising up because of weak co-ordination of expert estimations, on the basis of separate lines interpretation matrix with the use of Kemeni distance between ranging and convolution with an fuzzy measure, for the maintainance of information about the unclear preferences of experts.

Ключевые слова: метод анализа иерархий, слабо согласованные матрицы, расстояние Кемени, свертка с нечеткой мерой.

Введение

Метод анализа иерархических процессов (далее метод анализа иерархий - МАИ) в настоящее время используется для обработки результатов экспертного оценивания в различных методиках системного анализа организационно-технических и экономических систем, так как иерархичность является неотъемлемым свойством таких систем, а их сложность не позволяет разработать достаточно точные, для достижения задач анализа, модели их функционирования [1]. Современное информационное обеспечение поддержки принятия решений при управлении технологическими процессами (например, процессом технического переоснащения предприятия) позволяет в ходе On-line Analysis Process подготовленных хранилищ данных получать многомерное представление агрегированных свойств предметной области, которые по сути являются иерархиями различных типов, и к ним применим МАИ [2].

Классическое решение ранжирования альтернатив в рамках МАИ обладает существенной сложностью, а также рядом проблем: снижением качества анализа при рассогласовании оценок, реверсированием рангов альтернатив при изменении размерности задачи оценивания, чувствительностью к вариациям оценок. В ряде работ для устранения влияния рассогласовании оценок, вызванного организационными и когнитивными искажениями в ходе оценивания, предлагается использовать отдельные участки матрицы экспертных оценок (МЭО) для аппроксимации функции цели эксперта [3,4]. Известен также подход, основанный на выборке наиболее информативных критериев на основе МЭО и построении на их основе ранжирований, близких к предпочтениям экспертов или экспертных групп [5,6]. В [7] предложено применить к характеристическому уравнению МЭО для нахождения вектора ранжирования объектов метод наименьших квадратов. Экспериментальные исследования и реальные оценивания технологических объектов на предприятиях показали, что линейная и мультипликативная свертки частных критериев оценивания и уровней компетенции экспертов, а также их комбинации, не позволяют получать результаты,

свободные от вышеуказанных проблем, а существующие подходы к интерпретации слабо согласованных МЭО не позволяют достичь требуемого качества анализа альтернатив при их попарном сравнении.

Постановка задачи. Целью данной работы является разработка методики снижения модельной ошибки при обработке результатов экспертного оценивания на основе теории нечеткой меры.

При реализации экспертного оценивания в рамках метода функционально-стоимостного анализа технологического оборудования и сравнения вариантов (альтернатив) при выборе мероприятий по техническому переоснащению необходимо найти эффективное решение задачи свертки оценок по частным критериям и свертки результатов оценок отдельных экспертов [8]. При этом необходимыми требованиями к разрабатываемой информационной технологии является снижение объемов дополнительных данных, требуемых от экспертов и ЛПР, а также снижение модельной ошибки при аппроксимации функции цели аналитиков (что обычно противоречит предыдущему условию, поэтому между ними необходим взвешенный компромисс). Еще одним существенным результатом исследований должно стать уменьшение зависимости качества оценивания от степени согласованности оценок [9].

Изложение результатов исследований

Для работы в режиме получения минимальных данных от лица, принимающего решения (ЛПР), эксперты могут ограничиться получением от него лишь перечня альтернатив и критериев сравнения и выполнить оценивание, используя, например, шкалу Саати [1] для попарных оценок. При этом веса критериев и веса компетентности экспертов могут быть получены непосредственно из матриц оценок на основе алгоритма, приведенного далее. Диаграмма активности, разработанная с использованием нотации языка моделирования UML и показывающая схему реализации информационной технологии обработки экспертных оценок в различных режимах, в зависимости от полученных от ЛПР сведений, приведена на рисунке 1.

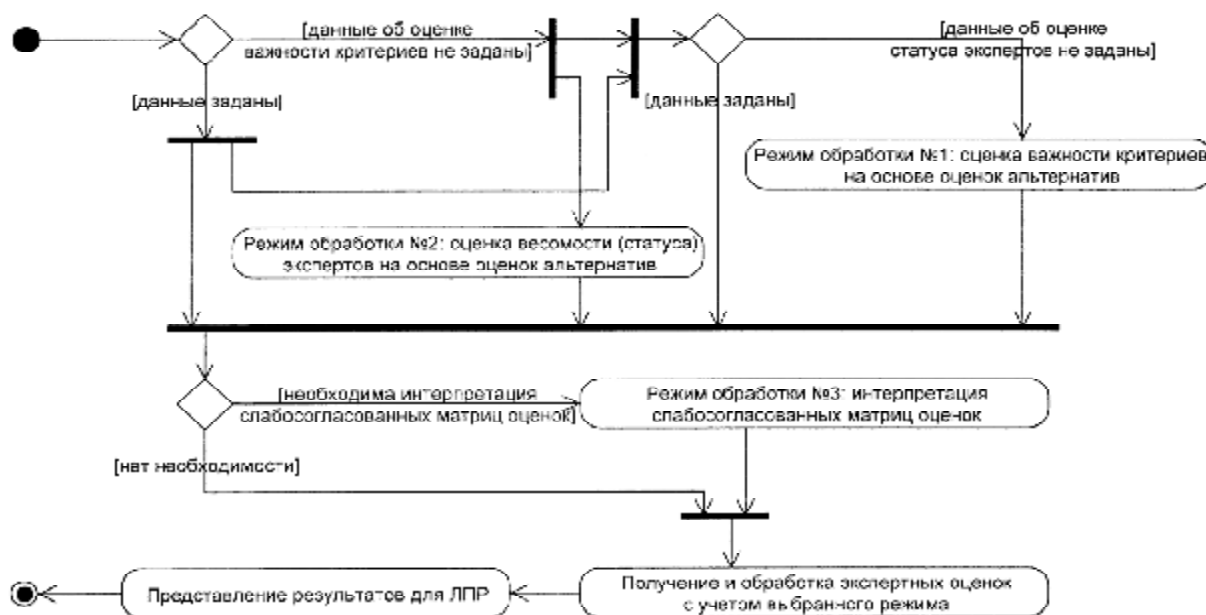


Рис. 1. Диаграмма активности, показывающая схему реализации информационной технологии обработки экспертных оценок в различных режимах

Воспользуемся формальной процедурой итерационного уточнения групповой оценки альтернатив и коэффициентов, компетентности экспертов, изложенной, например, в [10]. Пусть \mathbf{P} - прямоугольная $n \times m$ матрица с элементами p_{ij} , представляющими собой оценки i -го объекта j -м экспертом; $\mathbf{p} = (p_1, p_2, \dots, p_n)^T$ - вектор групповой оценки; $\mathbf{v} = (v_1, v_2, \dots, v_m)^T$ - вектор весовых коэффициентов компетентности; \mathbf{p}_i - i -я строка матрицы \mathbf{P} ; \mathbf{p}_j - j -й столбец матрицы \mathbf{P} . В качестве начального приближения весовых коэффициентов компетентности возьмем вектор:

$$\mathbf{v}^0 = (v_1^0, v_2^0, \dots, v_m^0)^T = (m^{-1}, m^{-1}, \dots, m^{-1})^T, \tag{1}$$

принимая для первой итерации неразличимость экспертов по уровню компетентности. Тогда групповая оценка определится следующим образом:

$$\mathbf{p}^1 = v_1 \mathbf{p}_{\cdot 1} + v_2 \mathbf{p}_{\cdot 2} + \dots + v_m \mathbf{p}_{\cdot m} = \mathbf{P} \mathbf{v}^0. \tag{2}$$

Затем полученные значения групповой оценки используются для уточнения коэффициентов компетентности. С этой целью строки матрицы \mathbf{P} умножаются на оценки первой итерации \mathbf{p}^1 и суммируются следующим образом:

$$\mathbf{v}^1 = p_1^1 \cdot \mathbf{p}_1 + p_2^1 \cdot \mathbf{p}_2 + \dots + p_n^1 \cdot \mathbf{p}_n \quad (3)$$

Так как коэффициенты компетентности являются нормированными величинами, то и полученный результат необходимо нормировать. В матричной форме эта вычислительная итерационная процедура может быть представлена следующим образом:

$$\mathbf{p}^t = \mathbf{P}\mathbf{v}^{t-1}, \quad \mathbf{v}^t = \frac{1}{r^t} [\mathbf{p}^t]^T \mathbf{P}, \quad \text{где } r^t = \sum_{j=1}^m v_j^t, \quad (4)$$

т.е. нормирование следует проводить на каждом шаге, чтобы избежать в процессе итерирования чрезвычайно больших весовых значений. Логическое обоснование данной процедуры состоит в том, что при расчете итерированной значимости t -го порядка для определяемых коэффициентов каждой альтернативы засчитывается не просто собственная значимость, а значимость, взвешенная со значимостями других альтернатив. Таким косвенным образом учитывается ранг альтернатив, по сравнению с которыми данная альтернатива «проигрывает» (или «выигрывает») с точки зрения эксперта.

Используя подстановку вышеприведенных формул (4) одну в другую с измененным порядком сомножителей, окончательно получаем:

$$\mathbf{p}^t = \frac{1}{r^t} \mathbf{P}\mathbf{P}^T \mathbf{p}^{t-1}, \quad \mathbf{v}^t = \frac{1}{r^t} \mathbf{P}^T \mathbf{P}\mathbf{v}^{t-1}. \quad (5)$$

Таким образом, и групповая оценка значимости альтернатив \mathbf{p} , и весовые коэффициенты компетентности экспертов \mathbf{v} могут быть получены как характеристические векторы матриц $\mathbf{P}\mathbf{P}^T$ и $\mathbf{P}^T\mathbf{P}$, причем эти векторы являются предельными величинами:

$$\mathbf{p} = \lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{p}^t, \quad \mathbf{v} = \lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{v}^t. \quad (6)$$

Такой подход соответствует теореме Фробениуса-Перрона, согласно которой собственный вектор неразложимой матрицы (а МЭО, построенные на основе шкалы Саати, содержат только положительные значения и неразложимы) получается в виде предельных значений (6).

Вычислительный процесс следует продолжать до момента, когда, например:

$$\max_i |p_i^t - p_i^{t-1}| < \epsilon, \quad (7)$$

где ϵ - достаточно малое положительное число, задающее точность расчетов.

В данной работе в режиме №1 информационной технологии (рис. 2) на основе оценок значимости альтернатив определяются весовые коэффициенты критериев. В режиме функционирования №2 для определения адекватности эксперта решаемой задаче выбора использована методика извлечения данных о компетентности экспертов непосредственно из получаемых от него оценок набора альтернатив. Эти данные представляются ЛПР и он их использует либо для корректуры своих представлений о компетентности экспертов, либо для решения вопроса о состоятельности экспертизы. Отдельной, решаемой в режиме №3 задачей, является использование слабо согласованных матриц оценок предпочтений для получения эффективного решения.

На машиностроительном предприятии (МП) группа экспертов, которая может быть привлечена к оцениванию альтернатив организационно-технических мероприятий с технологическим оборудованием с целью его технического переоснащения, не может быть достаточно большой и разнообразной для того, чтобы сформировать однородный коллектив специалистов, от которого можно получить в достаточной степени согласованные и несмещенные оценки с точки зрения функции цели ЛПР. Упрощение процесса оценивания путем построения антисимметричной и транзитивной МЭО альтернатив на основе упрощенного подхода предполагает получение всех ее элементов на основе только одной строки (как результатов определения степени предпочтительности каждой альтернативы по сравнению с одной из них путем нечисловых измерений) и позволяет получить оценки весов (мер предпочтений). Таким образом, для получения транзитивных матриц, обеспечивающих полную согласованность оценок экспертов, исходя из соображения, что $a_{ij} = a_{ik} a_{kj}$ для любых $k \notin \{i, j\}$ (в соответствии со свойством транзитивности), достаточно получить результаты попарного сравнения одного из вариантов (альтернатив) со всеми остальными. Вместе с тем, согласно выполненным авторами исследованиям, при отклонении максимального собственного числа от размерности МЭО (у полностью согласованной матрицы максимальное собственное число равно ее размерности) даже на небольшую величину достоверность полученной ранжировки вариантов существенно снижается. Такое снижение хорошо аппроксимируется функцией $y = (x+1)^a$, где y - доля ошибочных решений, предложенных экспертами с точки зрения ЛПР; a - показатель, зависящий от качества формирования экспертной группы и влияющий на скорость снижения достоверности оценок, для данной модели $a < 0$; $x = |\log(I_{\max} - n)|$, где I_{\max} - максимальное собственное число матрицы экспертных оценок, n - размерность матрицы; выражение под знаком модуля, таким образом, является логарифмом отклонения собственного числа матрицы от размерности матрицы оценок. Для данной модели оно принимает значения меньше единицы (рисунки 2).

Существует методика интерпретации слабо согласованной МЭО отдельного эксперта таким образом, чтобы была получена согласованная матрица для определения эффективного ранжирования альтернатив [10]. Пусть для исходной матрицы соблюдено условие $a_{ij} = 1/a_{ji}$. Тогда вычисляем оценки $d_{ij} = \log_s a_{ij}$, где s выбирается исходя из содержимого матрицы A . При этом выполняется условие $d_{ij} = -d_{ji}$. Условие транзитивности для такого представления оценок выглядит следующим образом: $d_{ij} + d_{jk} = d_{ik}$. Для каждого $l = 1, \dots, N$ строим множество $\{D^l\} = \{\|d_{ij}^l\|\}$, полагая, что $d_{ij}^l = d_{il} + d_{lj}$. Затем

находим интерпретированную транзитивную матрицу $\tilde{D} = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N D^l$ следующим образом:

$$\tilde{d}_{ij} + \tilde{d}_{jk} = \frac{1}{N} \left(\sum_{l=1}^N (d_{il} + d_{lj}) + \sum_{l=1}^N (d_{jl} + d_{lk}) \right) = \tilde{d}_{ik}. \quad (8)$$

Для полученной матрицы находят вектор весов альтернатив в виде собственного вектора матрицы. Проблемой данного подхода является то, что матрица $\tilde{A} = \|\tilde{a}_{ij}\|$, где $\tilde{a}_{ij} = s^{\tilde{d}_{ij}}$, часто не удовлетворяет условию $\tilde{a}_{ij} = 1/\tilde{a}_{ji}$, а s при использовании шкалы Саати нельзя выбрать достаточно просто.

Авторами предложена следующая методика интерпретации слабо согласованных матриц. При ее реализации используется также получение набора транзитивных матриц A^i по каждой из строк исходной слабо согласованной матрицы A . Затем на основании каждой такой матрицы выполняется ранжирование альтернатив, для всех ранжирований определяется взаимное расстояние Кемени D_K , определяется аналог медианы Кемени для имеющихся ранжирований, а остальные ранжирования получают вес K_{A^i} , зависящий от расстояния Кемени до аналога медианы. Затем выполняется свертка векторов весов альтернатив, полученных для транзитивных матриц в виде собственного вектора матрицы, и введенных для данной методики матриц весов (которые рассматриваются как нечеткая мера соответствия таких матриц реальной функции цели эксперта) с помощью нечеткого интеграла [11]. Алгоритм предложенной методики интерпретации слабо согласованных МЭО в виде диаграммы активности приведен на рисунке 3.

Расстояние Кемени D_K между двумя ранжированиями R_1 и R_2 , определенными для сравниваемых альтернатив, равно сумме модулей разностей соответствующих элементов матриц доминирования этих ранжирований $\{d_{kij}^1 : i = 1, \dots, m, j = 1, \dots, m\}$ и $\{d_{kij}^2 : i = 1, \dots, m, j = 1, \dots, m\}$:

$$D_K = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m |d_{kij}^1 - d_{kij}^2|. \quad (9)$$

Коэффициент весомости матрицы в зависимости от расстояния Кемени от ранжирования, полученного на ее основе, до ранжирования, являющегося аналогом медианы Кемени, предлагается определять следующим образом: $K_{A^i} = 1/\ln(D_K^i + 1)$.

В ходе свертки полученных коэффициентов весомости матриц с векторами оценок альтернатив коэффициенты весомости (значимости) матриц рассматриваются в виде нечеткой меры, т.к. она учитывает нелинейный характер влияния критериев сравнения на нечетко определенную функцию цели эксперта. Результаты свертки векторов оценок альтернатив и нечеткой меры также есть вектор. Он может быть использован в дальнейшей обработке как результат интерпретации полученной слабо согласованной матрицы без потери неформализованных нечетких знаний эксперта [12].

Предложенная методика интерпретации слабо согласованных матриц была реализована в виде моделей программного комплекса. Проведено опытное внедрение ПК с участием специалистов машиностроительного предприятия, по результатам которого подтверждена эффективность предложенной методики и информационной технологии обработки экспертных оценок в ходе поддержки принятия решений по техническому переоснащению оборудования на машиностроительном предприятии. Показано, что качество обработки экспертных оценок улучшено на 7-15%, рассеяние экспертных оценок снижено и, соответственно, достоверность результатов оценивания повышена на 10-14%.

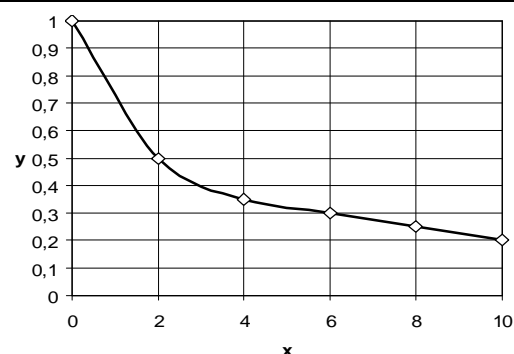


Рис. 2. Зависимость доли ошибочных решений, предложенных экспертами с точки зрения ЛПР, от отклонения собственного числа матрицы от размерности матрицы оценок $(x = |\log(I_{\max} - n)|, y = (x + 1)^a, a < 0)$

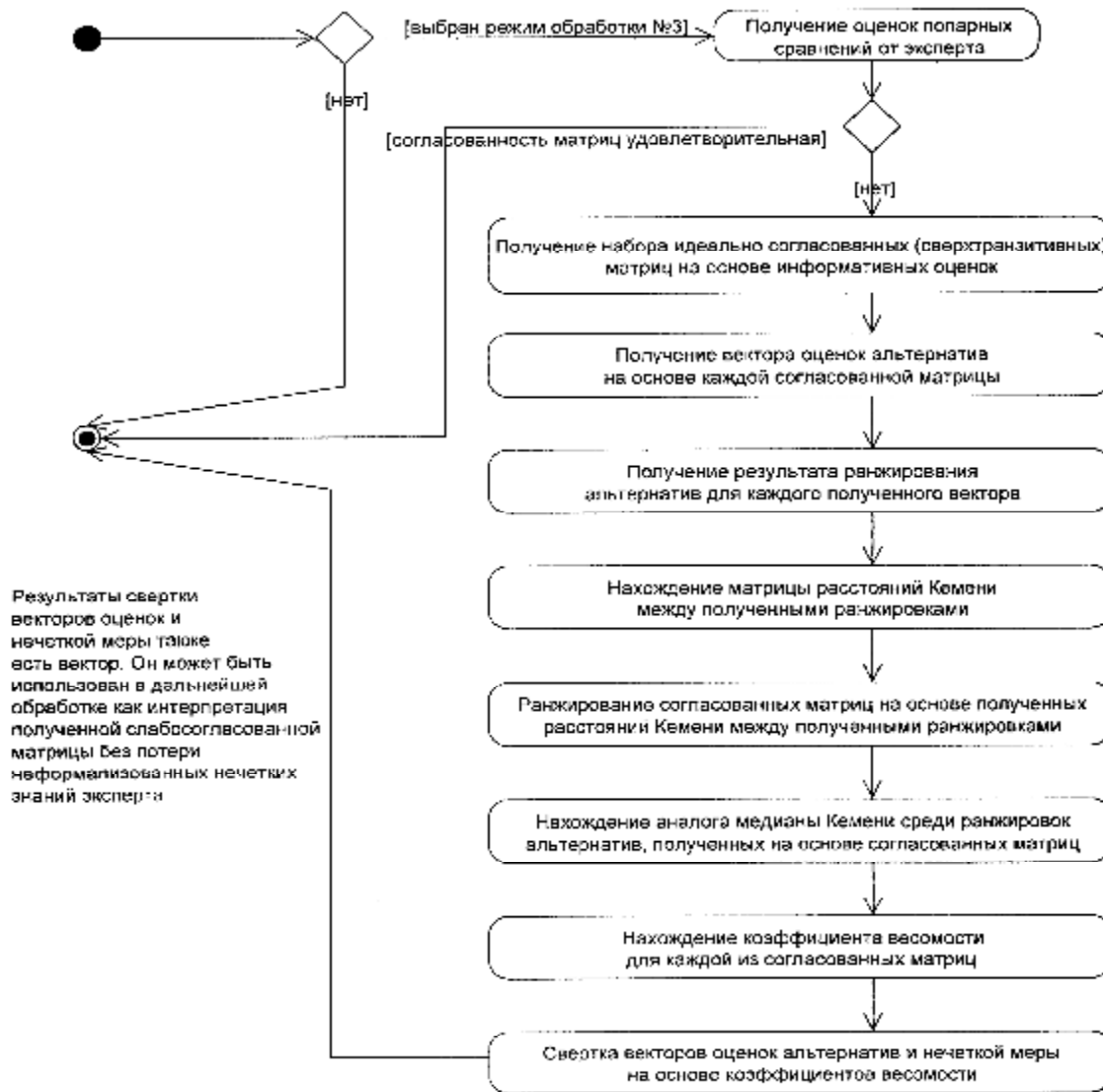


Рис. 3. Алгоритм предложенной методики интерпретации слабо согласованных матриц экспертных оценок в виде диаграммы активности

Выводы

Разработана методика снижения модельной ошибки в ходе оценивания альтернатив технического переоснащения, возникающей вследствие слабой согласованности экспертных оценок, на основе интерпретации отдельных строк таких матриц с использованием расстояния Кемени между ранжированиями и свертки с нечеткой мерой, для сохранения сведений о нечетких предпочтениях экспертов. Экспериментальные исследования показали снижение рассеяния экспертных оценок и улучшение качества их обработки.

Литература

1. Саати Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий. – М.: Радио и связь, 1993. – 275 с.
2. Барсегян А.А., Куприянов М.С. и др. Технологии анализа данных: Data Mining, Visual Mining, Text Mining, OLAP. – СПб.: BHV-Петербург, 2007. – 384 с.
3. Ремньова Л., Лебединська Л. Експертне оцінювання як інструмент підтримки фінансових рішень страхової компанії // Сіверянський літопис. – 2009. - №1. – С. 166-173.
4. Недашкова Н.И., Панкратова Н.Д. Методология обработки нечеткой экспертной информации в задачах предвидения. Ч.1 // Проблемы управления и информатики. – 2007. – №2. – С. 40-55.
5. Тоценко В.Г., Цыганок В.В., Качанов П.Т., Деев А.А., Качанова Е.В., Торба Л.Т. Экспериментальное исследование методов получения кардинальных экспертных оценок альтернатив // Проблемы управления и информатики. – 2003. – №1. – С.34-48.
6. Цыганок В.В. Метод обчислення ваг альтернатив на основі результатів парних порівнянь, проведених групою експертів // Реєстрація, зберігання і обробка даних. – 2008. - №2. – Т.10. – 121-127.
7. Демидов Н.Е. Комплекс программных средств для аналитических иерархических процессов

експертного оцінювання // Программные продукты и системы. - 2001. - №2. - С. 38 – 42.

8. Кравченко В.И., Зоненко В.В., Багрянова Л.В. и др. Автоматизация поддержки принятия решений по модернизации оборудования // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії. – № 1Е (6). – 2006. – С. 330–335.

9. Нечволода Л.В. Информационная технология обработки экспертных оценок при техническом переоснащении машиностроительного предприятия // Research and technology – step into the future. Scientific & Research Journal of Transport and Telecommunication Institute (Riga). – 2009. – Vol. 4. – No 4. – P. 35-37.

10. Давнис В.В., Тинякова В.И. Прогнозные модели экспертных предпочтений. – Воронеж: Изд-во ВГУ, 2005. – 248 с.

11. Бочарников В.П. Fuzzy-технология: Математические основы. Практика моделирования в экономике. – СПб.: Наука, 2001. – 328 с.

12. Нечволода Л.В. Совершенствование информационной технологии обработки экспертных оценок при выработке стратегии технического переоснащения машиностроительного предприятия // Сучасна інформаційна Україна: матеріали доповідей. Донецьк: ДІШІ, 2010. – Т.1. – С. 120-123.

Надійшла до редакції
19.7.2010 р.

УДК 621.322

О.І. ПОЛІКАРОВСЬКИХ, В.Є. ГАВРОНСЬКИЙ

Хмельницький національний університет

АНАЛІЗ СУЧАСНИХ МЕТОДІВ ПОБУДОВИ СИЛОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ ЕЛЕКТРОТРАНСПОРТУ

Розглянуто сучасні методи побудови силових перетворювачів для електротранспорту.. Проведено порівняльний аналіз існуючих методів. Запропоновано напрямок розвитку силових перетворювачів для електротранспорту.

Modern methods of construction of power converters for electrictransport. A comparative analysis of existing methods. A direction of development of power converters for electric.

Ключові слова: силових перетворювачі, електротранспорт, схема керування.

Постановка задачі

Перспективними методами побудови силових перетворювачів для електротранспорту на сьогодні є багатофазні методи керування вентилями двигунами з використанням IGBT модулів (Insulated Gate Bipolar Transistor — біполярний транзистор з ізованим затвором)[1]. Розвитку силового електроприводу присвячена велика кількість як вітчизняних [1] так і зарубіжних [3,4] наукових робіт. Але у цих роботах недостатньо висвітлено історичний розвиток силового електроприводу для електро-автотранспорту та перспективні напрямки розвитку силових перетворювачів. Слабке висвітлення цієї проблеми, спонукали авторів до пошуку нових підходів до побудови сучасних силових перетворювачів для електротранспорту.

Формулювання цілей

Зробити порівняльний аналіз сучасних методів побудови силових перетворювачів для електротранспорту.

Сучасний електротранспорт розвивається швидкими темпами. Велика кількість електромобілів провідних фірм світу з'являються на вулицях міст. На сьогодні ми спостерігаємо боротьбу між декількома напрямками побудови силового електроприводу.

Добре розвинутим напрямком електроприводу є використання електроприводу послідовного збудження, що виконаний по схемі на рис.1. Електропривод забезпечує зміну швидкості електромобіля, електричне та рекуперативне гальмування або динамічне гальмування. Проте ККД такого електроприводу лишається відносно низьким. Для підвищення ККД рядом зарубіжних компаній був запропонований електропривод з двигуном постійного струму незалежного збудження, тиристорним силовим перетворювачем у колі якоря двигуна і транзисторним регулятором струму збудження. Симетрична схема силового перетворювача забезпечує практично плавний перехід з зони розгону до зони гальмування (рис. 2).

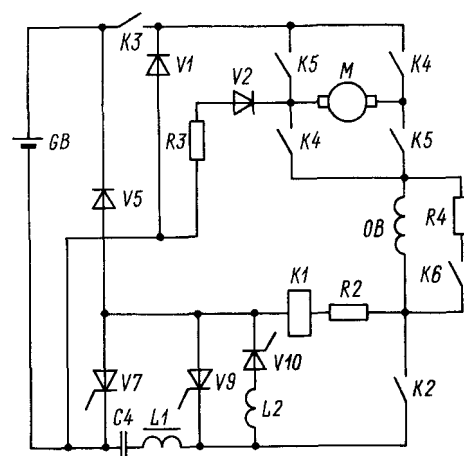


Рис.1. Схема тягового електроприводу з двигуном послідовного збудження [1]

Проте слід відмітити, що необхідність у доволі складному вузлі комутації, що містять додаткові

тиристори, батарея конденсаторів та індуктивність помітно впливає на техніко економічні показники силового електроприводу, відбувається подорожчання електроприводу орієнтовно на 30 відсотків. А також недосконалі масо-габаритні показники спонукали подальші пошуки варіантів електроприводу.

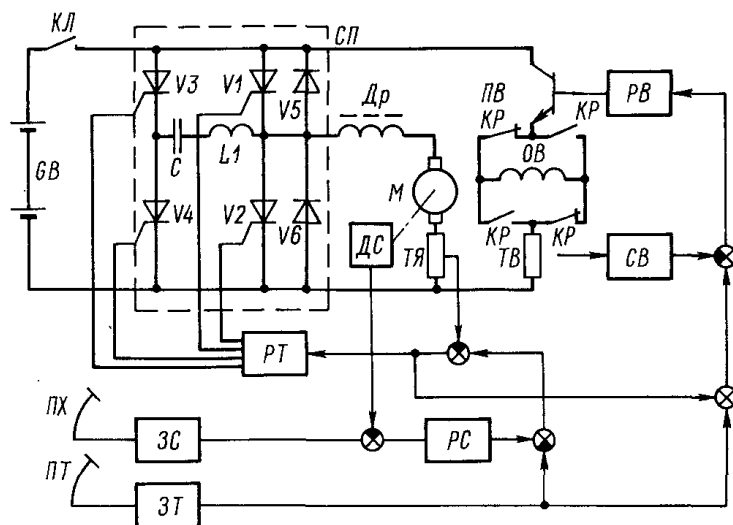


Рис.2. Схема електроприводу з тиристорним перетворювачем в колі якоря і двозонним регулюванням [1]

Транзисторний перетворювач збудження, що працює в широтно-імпульсному режимі роботи з відносно високою частотою комутації, забезпечує швидке регулювання тока збудження двигуна, що необхідне для стійкої роботи двигуна незалежного збудження за великих струмів якоря, коли виникає сильнопідюча реакція якоря. У цих режимах струм збудження повинен регулюватись таким чином, щоб скомпенсувати реакцію якоря.

Поява силових транзисторів на струми порядку сотень ампер сприяло розвитку ряду варіантів тягових електроприводів з транзисторними силовими перетворювачами у колі якоря двигуна постійного струму з незалежним збудженням (рис.3).

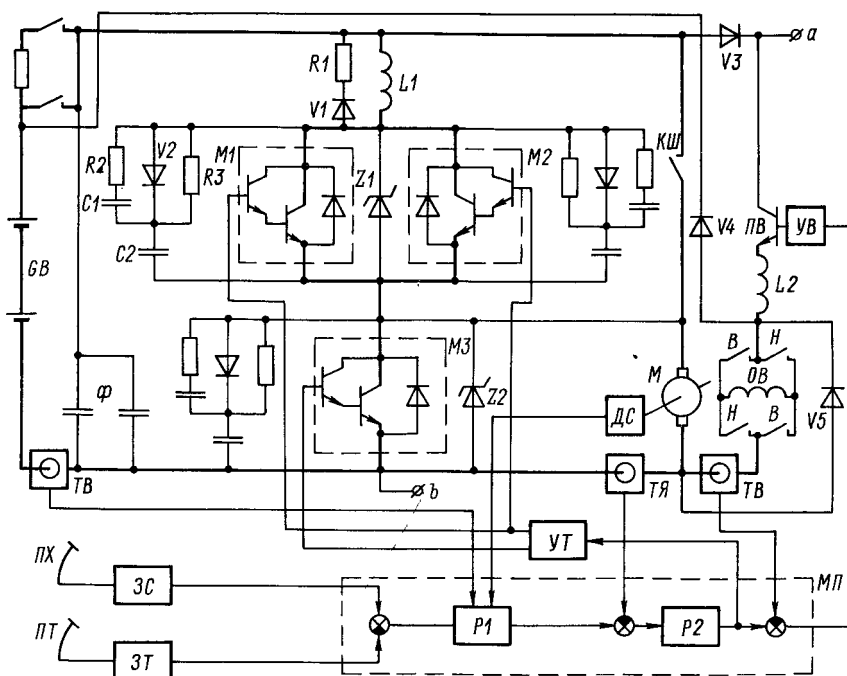


Рис.3. Схема електроприводу електромобіля ETV-1 з транзисторним перетворювачем фірми „Дженерал Електрик” [1]

Транзисторний силовий перетворювач працює на відносно високій частоті переключень, яка не є постійною, а змінюється в залежності від сквапності. Для компенсації індуктивного опору акумуляторної батареї і проводів монтажу використовується батарея конденсаторів (Ф).

Проте вищенаведені схеми, хоча і забезпечували функціонування електромобілів, не забезпечували масо-габаритних вимог та вимог з надійності електроприводу. Колекторні вузли двигунів постійного струму та їх висока вага стали основними причинами відмови від електроприводу подібного типу.

На зміну їм прийшли вентильні двигуни постійного струму, з набагато кращими масо-габаритними показниками та на порядок вищими показниками надійності.

Для керування вентильними двигунами були використані зовсім інші підходи. Першим варіантом силового електроприводу з вентильним двигуном були схеми на основі тиристорних інверторів Мак-Мурри (рис. 4).

Та схеми електроприводу з інвертором що комутується навантаженням, рис 5.

Тиристорні перетворювачі мають низькі показники надійності та масогабаритні параметри. Пошук шляхів розв'язання вищевказаної проблеми привів до заміни тиристорних перетворювачів спочатку на потужні польові транзистори типу MOSFET (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor), а пізніше до складних інтегрованих IGBT модулів, які відповідають сучасним вимогам до надійності, масогабаритних показників Тому на сьогоднішній день основним напрямком розвитку силового електроприводу є електропривод 3-х фазних вентильних двигунів постійного струму з керуванням їх IGBT модулями.

На рисунку 5 представлено структурну схему сучасного електромобіля з використанням вентильних двигунів. Основним блоком такого електромобіля є контролер вентильного двигуна. Такий контролер може бути побудований на основі таких елементів як тиристори, біполярні транзистори та польові транзистори. Оптимальним вважається на сьогоднішній день використання інтелектуальних силових модулів. Яскравим прикладом такого контролера може бути контролер фірми SEMIKRON, яка є безсумнівним лідером передових розробок у галузі виробництва електроприводу для транспортних засобів. Розглянемо її розробку – модуль SKAI/SKADS (SEMIKRON Advanced Integration/ SEMIKRON Advanced Drive System). (рис. 6).

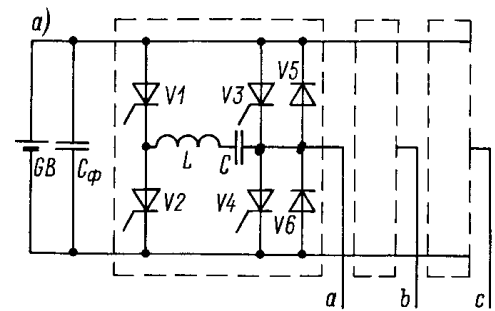


Рис.4. Схема Інвертор „Мак-Мурри”

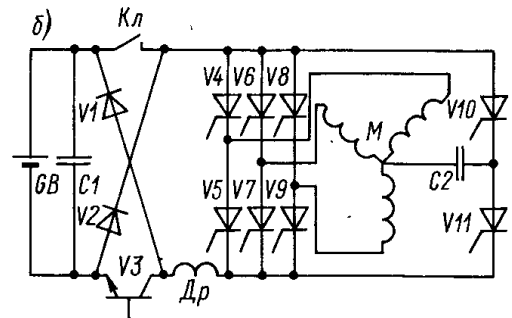


Рис.4. Електропривод з інвертором що комутується навантаженням

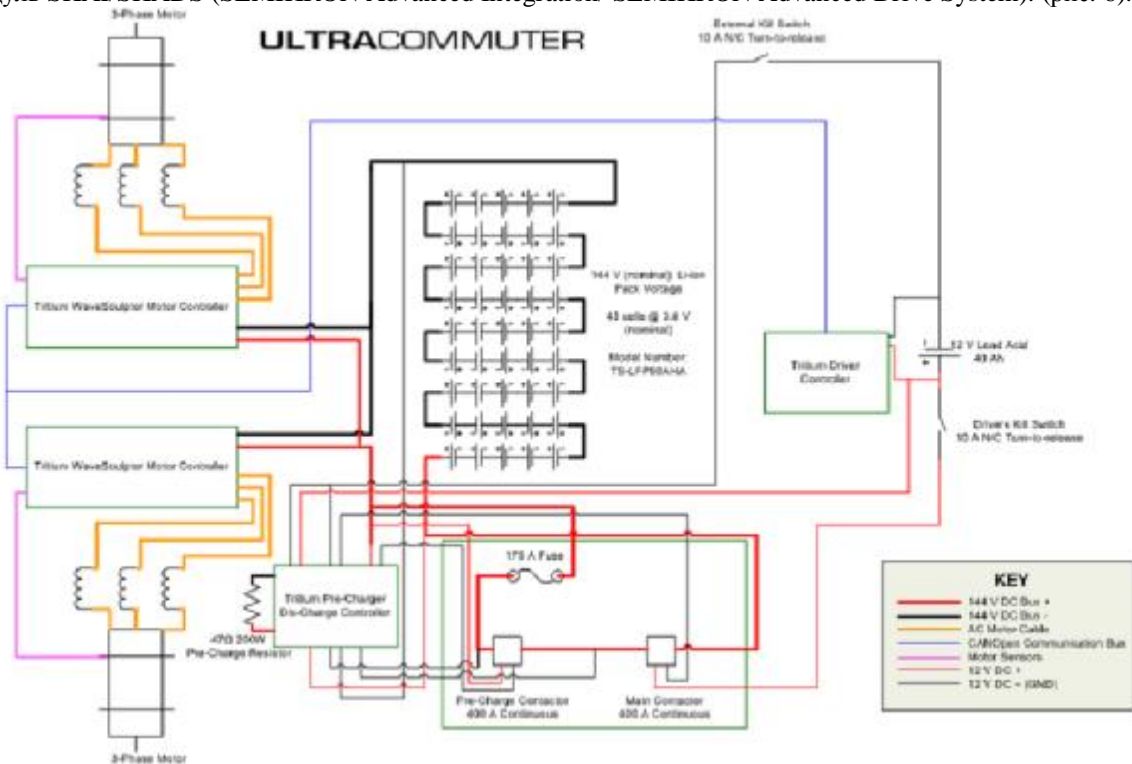


Рис. 5. Структурна схема сучасного електромобіля [5]

Модуль містить силовий 3-фазний інвертор MOSFET або IGBT, ланку постійного струму (DC шина з накопичувальними конденсаторами), датчики струму, температури і напруги шини, драйвери затворів, керуючий контролер, CAN інтерфейс, DC/DC конвертор для живлення плати управління і систему охолодження. Алгоритми функцій, виконуваних електронними блоками модуля, оптимізовані для керування 3-фазними електродвигунами постійного струму (вентильними двигунами). Вилучення надлишкових функцій, необхідних для роботи приводів широкого застосування, дозволило спростити і здешевити електронну схему. Для управління використаний DSP процесор, зв'язок з якими здійснюється за допомогою CAN/IEE485 інтерфейсу. Головний процесор зв'язаний з спеціалізованим SKAI контролером, який одержує

**ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕНДЕНЦІЙ РОЗВИТКУ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ**

Стаття присвячена детальному розгляду однієї із перспективних технологій телекомунікацій яка отримала назву вирішення проблеми останньої милі. Приведено типові схеми побудови мереж доступу, наведено опис технічних особливостей та характеристики обладнання.

Article is devoted to a detailed review of one of the promising technologies of telecommunications which was called last mile problem. Are given typical chart of access networks, a description of technical features and performance equipment.

Ключові слова: технології телекомунікації, мережі доступу, ISDN.

Вступ

Розвинені країни за останні п'ять років майже вдвічі підвищили рівень цифровізації телефонної мережі. У країнах, що розвиваються, і навіть у малорозвинених з телефонною щільністю 5-7 % рівень цифровізації часом досягає 80 % завдяки тому, що їх мережі розвиваються виключно на сучасному цифровому обладнанні, яке забезпечує високу якість послуг.

В Україні стан телефонних мереж загального користування загалом незадовільний: низький рівень цифровізування (за винятком міжміської мережі); переважна частина аналогового обладнання значною мірою відпрацювала свій ресурс; розмаїття типів обладнання утруднює централізацію технічної експлуатації і призводить до значних експлуатаційних витрат.

Міжміська телефонна мережа у перспективі має злитися зі швидкісною транспортною мережею АТМ. У першу чергу треба демонтувати аналогові АМТС і ВАК з перемиканням їх навантаження відповідно на існуючі цифрові ОПТС і встановлювані магістральні комутатори АТМ.

При реконструюванні телефонної мережі сільських районів слід на базі однієї цифрової системи комунікації, причому усі типи цих систем повинні мати спільно-каналну систему сигналізації і бути здатними забезпечувати широкосмугову комутацію та стики з транспортною мережею АТМ.

Таким чином здійснюватиметься поетапне гнучке нарощування цифрових зон і абонентської ємності мережі з поступовим зняттям з експлуатації аналогової техніки, що дасть змогу створити цифрову ТМСП і надавати сучасні послуги зв'язку гарантованої якості всім мешканцям району (швидкісний доступ до мережі Intheternet, електронну пошту, послуги ISDN).

Вузкосмугова цифрова мережа з інтеграцією служб ISDN – це цифрова телефонна мережа, частині абонентів якої надається можливість використання двох або 30 комутованих каналів типу В (64 кбіт/с) для обміну різноманітною аудіовізуальною інформацією і даними, відповідними певним службам мережі. Можливе передавання телефонної, відеотелефонної, факсимільної (факс групи 4) та іншої інформації.

Метою роботи є детальний розгляд аспектів сучасної інтерпретації мереж ISDN, та їх роль і місце у тенденціях розвитку телекомунікаційних технологій.

Основна частина. Мережі доступу

Опишемо коротко мережі доступу і дамо необхідні пояснення термінів і визначень, що зустрічаються в статтях, присвячених даній темі. Поняття мережі доступу (МД) зазвичай асоціюють з мережею абонентського доступу, розуміючи під цим лінію доступу абонента до найближчої АТС, або абонентську лінію (АЛ). У цьому сенсі термін АЛ еквівалентний поняттю остання миля (ОМ, або LM – Last Mile), тобто ділянки мережі зв'язку від АТС до кінцевих пристроїв (КП) абонента [1]. Враховуючи, що АТС – це вузол мережі загального користування, або телефонної мережі загального користування (ТФЗК), тоді МД – це первинна мережа нижнього рівня, що живить вузли ТФЗК.

Абонент, що використовує АЛ, міг спочатку отримати від ТФЗК послуги телефонного та факсимільного зв'язку або послуги передачі даних (за допомогою аналогового модему з можливим виходом на локальну та корпоративну мережу або мережу Інтернет). В обох випадках цифровий еквівалент його каналу був обмежений швидкістю передачі 64 кбіт / с.

З появою технології цифрової мережі інтегрованого обслуговування (ISDN), використовуючи ту ж АЛ, вдалося розширити послуги, допускаючи одночасну передачу голосу і даних, відеоконференцзв'язок і мультимедіа. Цифровий еквівалент каналу абонента, завдяки використанню швидкості базового доступу вузкосмуговою ISDN (2x64 кбіт/с), розширився до 144 кбіт/с.

З появою широкосмугового варіанту ISDN послуги були розширені до передачі рухомих відеозображень, а цифровий еквівалент каналу абонента розширився до 2 Мбіт/с, використовуючи швидкості первинного доступу ISDN. Впровадження ISDN дозволило широко використовувати на АЛ цифрові модеми, що працюють на швидкості передачі $n \times 64$ кбіт/с (так звані дробові швидкості FE1) аж до 2048 кбіт / с (первинна швидкість E1 ієрархії PDH). З появою стільникових систем зв'язку виникли мережі радіодоступу (МРД), які за допомогою абонентської радіолінії (АРЛ) з'єднувалися з вузлом ТФЗК

(наприклад, АТС), де був встановлений BSC – контролер базової станції (КБС) радіодоступу. Спектр ПОМ мережі радіодоступу в даний час практично той же, що і в абонентів з АЛ ISDN.

Нарешті, розвиток пасивних оптичних мереж (ПОМ) і використання оптичного волокна (ОВ) на останній милі призвело до створення оптичної мережі доступу (ОМД), яка підключається до вузлів ТФЗК через оптичну абонентську лінію (ОАЛ), і використання встановлених на вузлах кінцевого пристрою оптичної лінії (OLT). Спектр ПОМ послуг ОМД є найбільш широким серед усіх ПОМ мереж доступу (і включає аналогове і цифрове відео) завдяки фактичній відсутності обмежень на смугу пропускання (BW) оптичного середовища передачі. На ОАЛ працюють оптичні модеми (ОМ), звані також оптоволоконними конверторами (ОВК, або FLC), так як вони беруть електричний сигнал і конвертують його в оптичний для передачі в лінію зв'язку [2].

Отже, відповідно до публікації [1], схема організації мережі доступу спочатку мала вигляд, представлений на рис. 1.

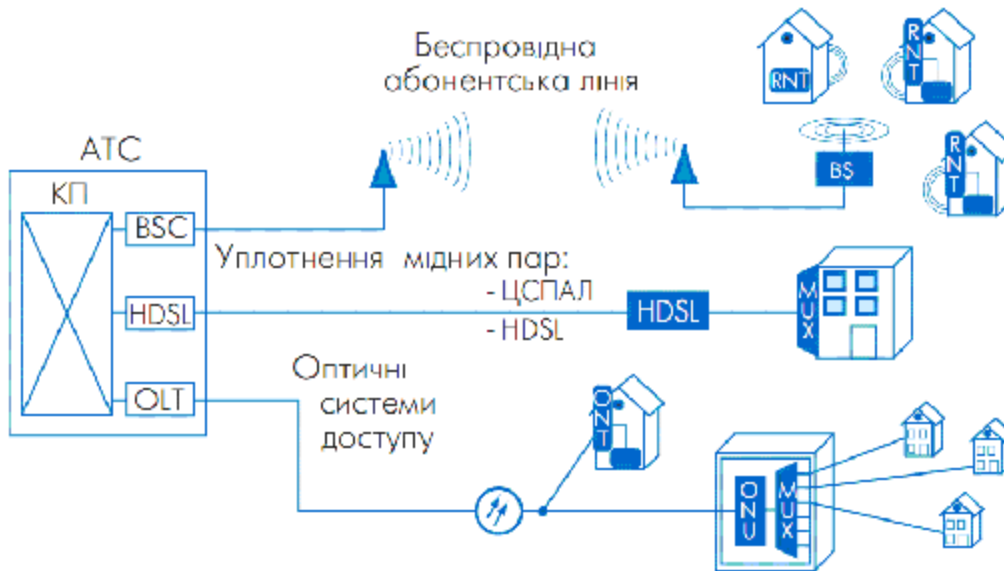


Рис. 1. Традиційний варіант організації мережі доступу у вигляді кільця

Однак в якості вузла, що живиться мережею доступу, може виступати не тільки АТС мережі ТМЗК, але і мультиплексори мереж SDH і WDM. Тоді як пристрої доступу, що живлять ці мережі, можуть бути не тільки перераховані вище пристрої (які мають стандартний для глобальних мереж (WAN) інтерфейс G.703), але і власне АТС, які можуть використовувати як інтерфейс G.703, так і інтерфейси мережі доступу до АТС V5.1/V5.2.

Пристроєм доступу може бути і так званий "гнучкий" мультиплексор (ГМ). "Гнучкість" його в тому, що він має широкий набір інтерфейсів, достатній для підключення будь-якого ("аналогового" або "цифрового") абонента до мережі ТМЗК або WAN. Його "абонентами" можуть бути пристрої локальних мереж (ЛОМ), включаючи ПК, мереж X.25 і ISDN, а також ТФЗК. Для мультиплексорів SDH більш високого рівня, наприклад STM16 (швидкість передачі 2,5 Гбіт / с), в якості "пристрою" доступу може виступати і автономна локальна мережа доступу, організована SDH / CWDM (розріджені WDM) з мультиплексорами SDH STM1 / 4 нової генерації або мультиплексорами CWDM, оснащеними більшим набором інтерфейсних карт. У цьому випадку джерелами, що живлять такі мережі доступу, можуть бути: АТС і установчі АТС (ВАТС) з трафіком E1/E3 (2 / 34 Мбіт / с); гнучкі мультиплексори (концентратори) з трафіком $n \times 64$ кбіт / с або E1; ЛВС з трафіком Ethernet 10 / 100/1000 Мбіт / с; корпоративні мережі з трафіком FrameRelay або ATM; гібридні волоконно-коаксіальні мережі (ГВКС) з кабельними модемами (КМ) і прямим / зворотним трафіком типу відео на вимогу / дані [3] і, нарешті, розгалужені ПОМ з трафіком ПОМ останньої милі і зворотного каналу ГВКС.

З урахуванням усього сказаного сучасна схема організації мережі доступу може мати вигляд, показаний на рис. 2. Ця мережа (стосовно до обладнання компанії RAD Data Communications) більш докладно описана в статті [4].

Особливості проектування мереж ADSL

Більшість використовуваних в даний час мідних телефонних ліній прокладалися саме для забезпечення нормального телефонного зв'язку (і тільки для цього). Тобто, якщо говорити простіше, з метою передачі голосу. Ті, хто хотів і хоче передавати дані по комутованих телефонних лініях, повинні були придбати (і купують до сих пір) модем, що дозволяє конвертувати дані в аналоговий формат і передавати їх по телефонній лінії. Але, необхідність жити і вести свій бізнес у сучасному світі, значно підняли планку вимог до телекомунікацій, неминуче виливається в необхідність використання відповідних технічних можливостей. Все більша кількість користувачів віддає перевагу технологіям DSL (зокрема, ADSL), що дозволяє використовувати існуючу кабельну телефонну мережу для швидкої, економічної та надійної передачі даних.

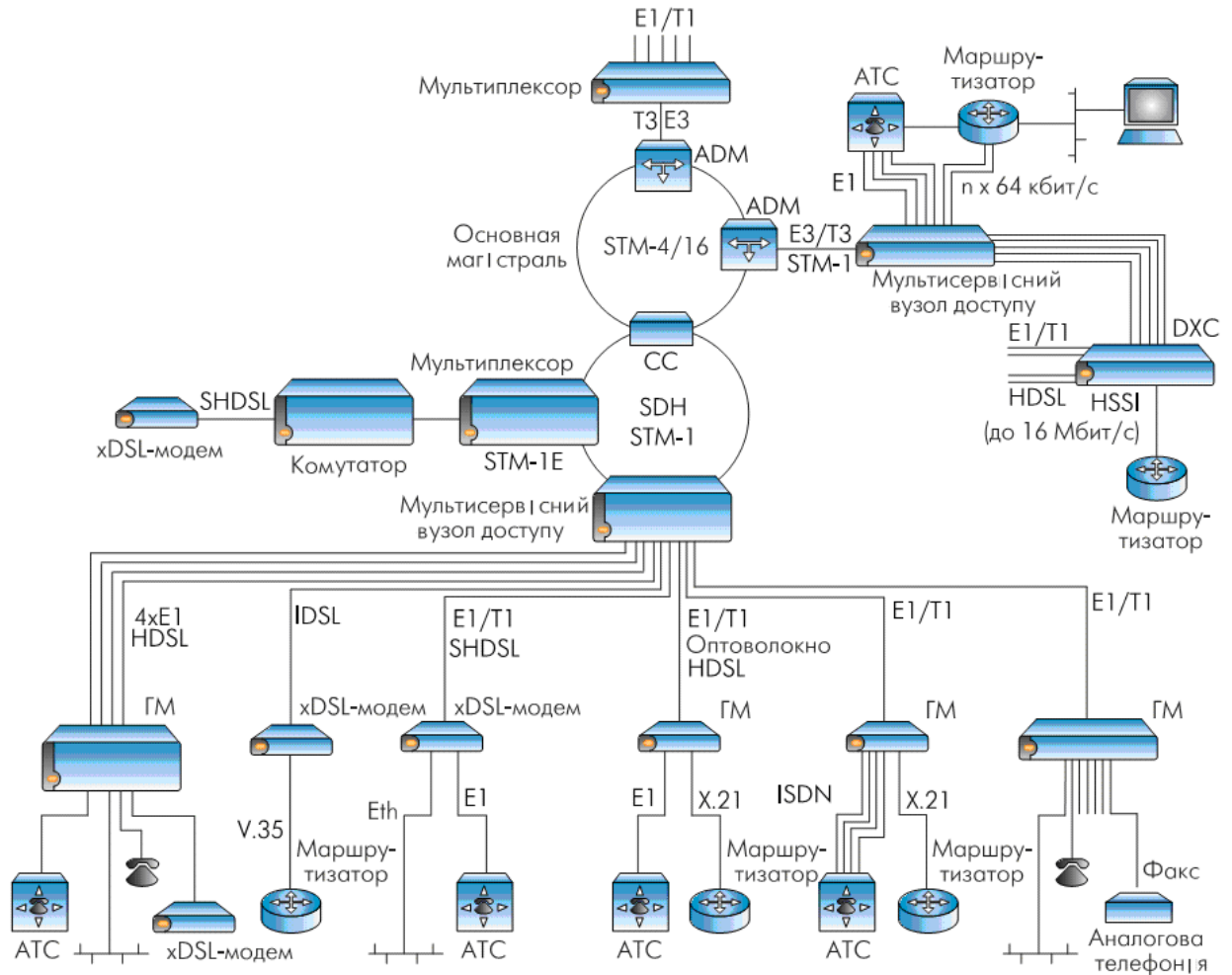


Рис. 2. Сучасна схема організації мережі доступу

Втім, використання навіть найсучасніших технологій ні в якій мірі не зводить до нуля потреба в традиційному спілкуванні по телефону. На щастя, технологія ADSL дозволяє одночасно і передавати дані, і говорити по телефону, використовуючи одну і ту ж (у багатьох випадках єдину) телефонну лінію. Доступна смуга пропускання мідного телефонного кабелю розділяється на дві, скажімо м'яко, нерівні частини – частоти до 4 кГц використовуються для традиційного телефонного зв'язку, а вся інша смуга використовується для високошвидкісної передачі даних (рис. 3). Використання нових можливостей мідного телефонного кабелю рівноцінно виявлення нової золотої (або мідної, що більше підходить до нашого випадку) жили на давно покинутому руднику. Голос і дані об'єднуються на абонентській стороні лінії і поділяються на станційної боці тієї ж лінії (і навпаки) за допомогою спеціальних поділяють пристроїв – спліттерів (splitter) або частотних роздільників (які ми надалі будемо називати ЧР).

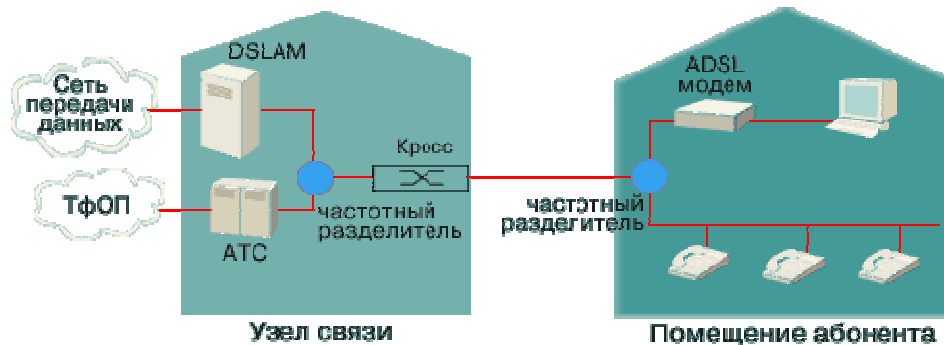


Рис. 3. Використання частотних роздільників на лініях ADSL

Впровадження нової надбудови на старому базисі неминує вимагає вирішення як технічних, так і організаційних питань. З технічного боку розширення використання телефонної лінії змінює не надто багато. Об'єднуються на абонентській стороні лінії голос і дані передаються на станцію, де успішно розділяються. Голосовий сигнал прямує на комутаційне обладнання телефонної станції, а дані передаються на мультиплексор доступу DSL і потім в мережу передачі даних. З питаннями організаційними все набагато

складніше. Добре, якщо оператор місцевого зв'язку, який зазвичай є власником кабельної телефонної мережі, сам стане надавати послуги високошвидкісної передачі даних. Тоді і обладнання, і відповідальність за його справне функціонування цілком ляжуть на його плечі. Можливо, цей оператор не візьме на себе тягар надання нових послуг, але буде досить розважливий, щоб за певну винагороду допустити до своїх покладів міді інших операторів. Тоді комутаційне устаткування телефонного зв'язку та обладнання передачі даних будуть належати різним власникам (а кому буде належати ЧР, ще належить з'ясувати). І хто буде у відповіді перед абонентом – от у чому питання.

Одночасне використання абонентської телефонної лінії для традиційного телефонного зв'язку і для високошвидкісної передачі даних завжди висувалося і висувається в число найголовніших переваг технології ADSL. Одним з ключових пристроїв цієї технології і є ЧР, вже згадуваний вище кілька разів.

Насправді ЧР представляє собою звичайне електронний пристрій – фільтр, що має три порти. Деякі виробники пропонують активні ЧР іноді навіть вбудовані в модем. Проте при використанні такого ЧР аварія електроживлення або відмова модему приведуть до втрати телефонного зв'язку. Пасивний ж ЧР підтримує функціонування телефонної лінії навіть тоді, коли несправний модем, тому що традиційний телефонний апарат отримує харчування постійного струму по абонентській телефонній лінії. ЧР включає в себе фільтр нижніх частот і фільтр верхніх частот. Фільтр верхніх частот представляє собою комбінацію пристроїв, що знаходяться на ЧР і модемі ADSL (зазвичай розділові по постійному струму конденсатори). Фільтр нижніх частот, призначений для виділення голосового каналу, як правило, знаходиться на самому ЧР. Однією з основних функцій ЧР є фільтрація імпульсних перешкод, створюваних телефонним апаратом і комутаційним устаткуванням телефонної станції і здатних перешкодити нормальній роботі модему. З іншого боку здійснюється фільтрація високочастотного сигналу модему ADSL, який може знизити якість роботи традиційного телефонного зв'язку. Більшість використовуваних на практиці ЧР – пасивні. Це пояснюється їх більш високою надійністю, яка вкрай необхідна для забезпечення надійної телефонного зв'язку.

Незважаючи на уявну простоту виконуваних ЧР функцій, тільки добре продумана його конструкція дозволяє отримати максимально високі характеристики всієї системи. Фільтр низької якості може добре працювати в одній смузі частот, в той же час значно погіршуючи всі характеристики системи в іншій частотній смузі. Простий приклад. Якщо фільтр нижніх частот, призначений для виділення голосового каналу, має занадто низьку граничну частоту, він може негативно вплинути на характеристики факсимільного апарату або модему V.90, знизивши, наприклад, швидкість передачі даних. Якщо ж неправильно підібрані розділові конденсатори фільтру верхніх частот, це може певною мірою зменшити робоче відстань модему DSL.

Робочі параметри системи визначаються наступними характеристиками ЧР (рис. 4):

- Мінімальним внесеним загасанням в діапазоні частот 0 – 4 кГц і максимальними зворотними втратами в тому ж частотному діапазоні;
- Особливостями характеристики в перехідній смузі частот (4 кГц – 16 кГц);
- Максимальної симетрії лінії;
- Плоскою амплітудно-частотною характеристикою в діапазоні голосових частот і діапазоні ADSL;
- Узгодженням імпедансу портів у всьому діапазоні використовуваних частот;
- Максимальної ізоляцією між портами;
- Мінімальною затримкою сигналу в робочому діапазоні частот;
- Опором по постійному струму кожного тракту передачі сигналу;
- Використанням відповідних конденсаторів, включаючи компенсацію перенапруги через наявність індуктивності між контактами роз'єму;
- Граничними частотами, необхідними для підтримки факсимільного зв'язку та роботи модему V.90.

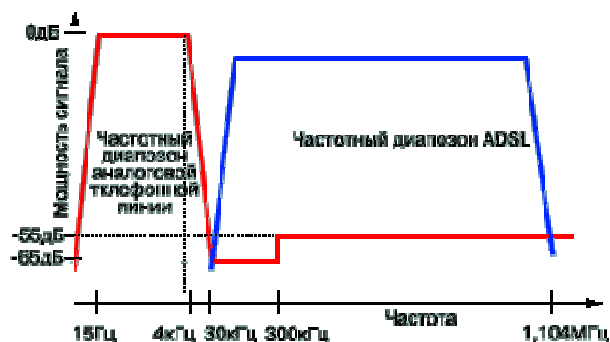


Рис. 4. Приклад поділу спектру голосового сигналу і ADSL по ANSI T1.413

Не слід думати, що вибір відповідного ЧР – це гранично просте завдання. В обов'язковому порядку повинні враховуватися всі технічні стандарти, використовувані в місцевого телефонного зв'язку, а також технічні характеристики кабельної мережі.

Перед тим, як вибрати ЧР, необхідно точно знати, з кабелями якого типу і якими типами абонентських телефонних ліній доведеться мати справу. Використання ЧР неправильно обраного типу на

певних абонентських лініях на кабелях з паперовою ізоляцією, наприклад, може призвести до появи серйозних затримок. Крім того, перед тим, як замовити ЧР, необхідно чітко зрозуміти і ті обмеження, які має обладнання DSL. Неправильний вибір може призвести до появи в ланцюзі вашої системи відверто слабкої ланки. При використанні пасивного ЧР має бути вибрано оптимальне співвідношення між внесеним загасанням і зворотними втратами. Якщо загасання, що вноситься фільтром нижніх частот у частотному діапазоні xDSL, буде низьким, це може призвести до появи таких проблем, як перехресні перешкоди в тракці xDSL. Низькі зворотні втрати (особливо це відноситься до діапазону звукових частот) можуть призвести до погіршення робочих характеристик факсу або модему V.90. Зазвичай внесені згасання вважається більш важливим параметром в порівнянні із зворотними втратами. Можливість досягнення високої швидкості передачі даних в діапазоні DSL, безсумнівно, переважає деяке погіршення характеристик в області звукових частот. Невелике зменшення швидкості передачі даних модему V.90 набагато менш помітно, ніж погіршення характеристик xDSL.

Приклади ADSL спліттерів приведено на рис. 5.



Рис. 5. Типові представники спліттерів на ринку телекомунікаційного обладнання [4-6].

Повернувшись до питань організаційним, слід враховувати, що консервативні оператори місцевого телефонного зв'язку, які десятиліттями займалися тільки телефонним зв'язком і нічим більше, очевидно захочуть залишити контроль над розділовим обладнанням за собою. Адже тільки це дозволить їм гарантувати якісне надання саме своїх послуг і зберегти контроль над усією абонентською телефонною лінією, від телефонного апарата абонента до комутаційного устаткування телефонної станції. Що ж стосується операторів, що надають послуги передачі даних по абонентській телефонній лінії, то для них вигоди від наявності доступу до ЧР не так однозначні.

З одного боку, не завжди зручно (як для оператора, так і для його користувачів) чекати реакції місцевих операторів у випадку будь-якої несправності або при необхідності внесення будь-яких змін. Контроль над ЧР означає ще й легкий доступ до тестування, яке необхідне для попередньої перевірки абонентських ліній (без цієї перевірки впровадження високошвидкісних технологій на кабельній телефонній мережі втратить велику частку ефективності), обслуговування і пошуку несправностей. Саме це може привернути операторів передачі даних. Але зворотним боком медалі залишається відповідальність за всі сигнали, які проходять через ЧР. Крім того, тестування вимагає значних капітальних вкладень в устаткування, що прийнятно не для кожної компанії.

З іншого боку, не на останньому місці стоїть і питання відповідальності за якісну роботу телефонного зв'язку. Наявність справної телефонного зв'язку дуже часто є питанням життя або смерті. Оператори місцевого зв'язку, зваливши на себе вантаж надання послуг телефонного зв'язку, беруть на себе цю відповідальність як частину своєї діяльності. Коли ж повний або частковий контроль переходить до іншого оператора, останній повинен розділити і цю відповідальність.

Зважаючи на світовий досвід, найбільш доцільним для цих операторів є відмова від контролю над ЧР на користь оператора телефонного зв'язку в обмін на договір про швидке реагування на всі виникаючі заявки про несправності. На жаль, в нашій країні покласти будь-які додаткові обов'язки на місцевих операторів досить складно і платити за все буде той, хто пропонує нові послуги.

Висновки

З усього вищевикладеного можна зробити висновок, що ЧР, який використовується при установці систем ADSL, не є предметом масового споживання, а вимагає ретельно продуманого підходу в кожному випадку установки. Крім того, він робить істотний вплив на технічні та організаційні аспекти використання телефонних кабельних ліній.

В міру впровадження систем високошвидкісної передачі даних на абонентській кабельній мережі на станції буде встановлюватися все більша кількість обладнання, тому через якийсь час виникне питання браку місця для його установки. Чим більше портів має ЧР, тим менше місця в сумі буде займати обладнання; тому при виборі ЧР слід враховувати кількість портів кожного пристрою.

Використання обладнання повинно відповідати прийнятим стандартам. На практиці часто доводиться стикатися з кабельними лініями, прокладеними десятки років тому. Тому використання

обладнання, що відповідає всім необхідним стандартам (а краще перевищують ці стандарти), приносить набагато менше головного болю.

Технологія ADSL дозволяє системі адаптуватися до умов роботи. Вона реагує на різноманітні негативні зовнішні впливи, наприклад, на шуми, зниженням швидкості передачі даних. Чим менше дія ЧР надає на сигнал, тим більше високими будуть характеристики системи. Більш високі характеристики означають збільшення робочої відстані, а значить отримання можливості обслуговування віддалених абонентів, що розширює ринок надання послуги високошвидкісної передачі даних. Хто економить на дрібницях – той програє в цілому.

Литература

1. Денисьева О. М. Средства связи для "последней мили"/ Денисьева О. М., Мирошников Д. Г. – М.: ЭкоТрендз, 1998.
2. Слепов Н. Н. Англорусский толковый словарь сокращений в области связи, компьютерных и информационных технологий. 3е перераб. и доп. изд./ Слепов Н. Н. – М.: Радио и связь, 2005.
3. Дмитриев С. А. Гибридные волоконнокоаксиальные сети. – В кн.: Волоконно-оптическая техника: Современное состояние и перспективы./ Дмитриев С. А., Ермилов А. Л., Слепов Н. Н. – 2е изд., перераб. и доп. Сб. статей под ред. Дмитриева С.А. и Слепова Н.Н. – М.: АО"ВОТ", 2005. – С. 535-555.
4. Истратов С.. Последняя миля – решения от производителя / Истратов С. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2005. – № 8. – С. 16-18.
5. RAD Data Communications. 2005 Каталог.
6. Самарин А. Современный мультиплексор для телекоммуникационных сетей. ГМ2, ваш выход! / Самарин А. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2003. – № 7. – С. 21– 28.

Надійшла до редакції
22.06.2010.



16 апреля 2010 года исполнилось

60 лет

заведующему кафедрой радиотехники и телекоммуникаций
Севастопольского национального технического университета
доктору технических наук, профессору,
заслуженному работнику образования Автономной республики Крым,
Отличнику образования Украины,
действительному члену Академии наук прикладной радиоэлектроники

Гимпилевичу Юрию Борисовичу

Родился юбиляр 16 апреля 1950 года в селе Петровка Верхне-Тепловского района Ворошиловградской (Луганской) области. До 1961 года проживал с родителями в городе Исфара Ленинабадской области (Таджикистан). В 1961 году вся семья переехала на постоянное место жительства в Крым, где Юрий Борисович окончил среднюю школу № 10 города Ялты с серебряной медалью. В 1967 году поступил в Севастопольский приборостроительный институт (СПИ) на специальность радиотехника, который в 1972 году окончил с отличием. Отличную учёбу студент Гимпилевич Ю.Б. совмещал с научными исследованиями, работая по совместительству лаборантом научно-исследовательского сектора кафедры материаловедения СПИ.

По распределению был направлен в конструкторское бюро радиотехнического завода Министерства судостроительной промышленности в город Серпухов (Московская область), где трудился в должности инженера до ноября 1974 года. Продуктивная производственная деятельность, благодаря неуёмной энергии Юрия Борисовича, совмещалась с общественной работой. Так с 1972 по 1974 года он являлся: заместителем председателя Серпуховского городского совета молодых учёных; членом комиссии НТТМ Московского областного комитета комсомола; членом бюро комитета ВЛКСМ радиозавода; председателем Совета молодых специалистов радиозавода.

С 1974 по 1977 год Юрий Борисович обучался в аспирантуре кафедры теоретических основ радиотехники (ТОР) СПИ (научный руководитель – д.т.н., профессор, заслуженный изобретатель РСФСР Бондаренко И.К.). Итогом этого этапа явилась блестящая защита диссертации на соискание учёной степени кандидата технических наук по специальности «Радиоизмерительные приборы», которая прошла 16 марта 1979 года в специализированном совете Каунасского политехнического института имени А. Снечкуса. Результаты этой работы внедрены при разработке космической техники в НПО им. С.А. Лавочкина город Москва (Россия).

В период с 1977 года по 1979 года Юрий Борисович работал старшим научным сотрудником кафедры теоретических основ радиотехники (ТОР), в ноябре 1979 года избран по конкурсу ассистентом

кафедры ТОР; а в сентябре 1980 года – доцентом кафедры ТОР. В эти годы Юрием Борисовичем проведена большая работа по модернизации лабораторной базы кафедры ТОР, освоены фундаментальные и прикладные радиотехнические дисциплины: основы теории цепей; усилительные устройства; радиотехнические цепи и сигналы; радиотехника и радиоизмерения; специальные вопросы техники СВЧ; синтез линейных радиотехнических цепей. В 1982 году Гимпилевичу Ю.Б. присвоено учёное звание доцента по кафедре теоретических основ радиотехники.

Плодотворная учебная работа сочеталась с научно-исследовательской работой, основными направлениями которой являлись и являются и в настоящее время:

- контроль и диагностика параметров радиотехнических систем;
- микроволновые измерения;
- разработка методов анализа сигналов и цепей.

Интенсивная научная работа (только за период с 1985 года по 2003 год Юрий Борисович являлся ответственным исполнителем пяти хозяйственных НИР и научным руководителем трёх НИР, связанных, в основном, с разработкой и исследованием радиоизмерительных средств СВЧ диапазонов) завершилась успешной защитой докторской диссертации в Харьковском национальном университете радиоэлектроники по специальности «Радиотехнические и телевизионные системы» 15 декабря 2005 года.

1 сентября 2004 года Юрий Борисович решением Учёного совета СевНТУ избран заведующим кафедрой радиотехники и телекоммуникаций (РТ) СевНТУ; 20 апреля 2006 года ему присвоено учёное звание профессора. Юрий Борисович автор и соавтор более 250 научных работ, 31 авторского свидетельства и 3 патентов Украины; 2 монографий и учебного пособия с грифом МОНУ:

- Сигналы и процессы в радиотехнике: часть 1 / Ю.Б. Гимпилевич. – Севастополь: изд-во СевНТУ, 2003. – 272 с.;
- Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов/ Ю.Б. Гимпилевич [и др.]. – Житомир: Вольнь, 2003. – 406 с.;
- Измерение и контроль параметров микроволновых трактов / Ю.Б. Гимпилевич. – Севастополь: изд-во СевНТУ, 2009. – 293 с.

Юрий Борисович является членом специализированного ученого Совета Д 64.052.03 в Харьковском национальном университете радиоэлектроники, членом редколлегий научных сборников: «Труды Академии ВМС им. П.С. Нахимова»; «Вестник СГТУ. Серия информатика, электроника, связь»; «Радиотехника»; «Техника и приборы СВЧ»; руководитель и член организационных и программных комитетов целого ряда международных научно-технических конференций, в том числе «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии – КрыМиКо», «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций – РТ» и других.

В течение 10 лет Юрий Борисович являлся заместителем председателя Оргкомитета Всеукраинской Олимпиады по радиотехнике, которая проводилась на базе кафедры радиотехники СевНТУ.

Юрий Борисович постоянно занимается подготовкой научных кадров Украины, осуществляя руководство докторантурой и аспирантурой по двум научным направлениям. Им подготовлены два кандидата технических наук, которые успешно трудятся на кафедре радиотехники и телекоммуникаций.

Коллектив кафедры РТ под руководством профессора Гимпилевича Ю.Б. достиг значительных успехов в учебной, методической и научной работе. За последний год 35 студентов специальности радиотехника удостоены именных стипендий различного уровня, в том числе стипендий Президента Украины, Верховной Рады Украины, Кабинета Министров Украины, Ученого совета СевНТУ, других организаций, предприятий, фондов. Ежегодно научные работы студентов кафедры получают награды на Всеукраинских конкурсах студенческих научных работ; студенты занимают призовые места на Всеукраинских Олимпиадах по радиотехнике.

В последние годы Юрий Борисович большое внимание уделяет развитию различных форм международного сотрудничества. Налажены тесные научные и производственные контакты с компанией «MELEXIS» (Бельгия): создана учебно-исследовательская лаборатория по разработке интегральных схем, в том числе радиочастотного диапазона; сотрудники и студенты кафедры проходят стажировки в подразделениях компании и принимают участие в выполнении совместных проектов. В настоящее время сотрудниками кафедры под руководством Гимпилевича Ю.Б. выполняется разработка специализированного цифрового сигнального процессора для компании «Waves Audio Ltd.» (Израиль). Развивается научное сотрудничество с научно-техническим центром «Marmara» (Турция) по разработке микроволнового томографа для системы поиска людей под завалами; с исследовательским центром «Astron» (Голландия) в рамках международного проекта по модернизации больших радиотелескопов.

За высокие достижения в труде решением ректората СевНТУ Юрий Борисович в 2008 году был помещен на Доску Почета города Севастополя.

Редакционная коллегия и читатели журнала, друзья и коллеги сердечно поздравляют Юрия Борисовича Гимпилевича с юбилеем, желают ему крепкого здоровья, новых творческих достижений и успехов!



28 июля 2010 года исполнилось

60 лет

доценту кафедры радиотехники и телекоммуникаций
Севастопольского национального технического
университета
кандидату технических наук,
председателю оргкомитета
Крымской микроволновой конференции
«СВЧ техника и телекоммуникационные технологии»
(КрыМиКо)

Ермолову Павлу Петровичу

Павел Петрович окончил Таганрогский радиотехнический институт в 1973 году. Пройдя службу в Вооруженных силах СССР, в 1975 году пришел на работу инженером научно-исследовательского сектора кафедры Теоретических основ радиотехники (ТОР) Севастопольского приборостроительного института (СПИ). Затем в 1978 году поступил в аспирантуру с отрывом от производства кафедры ТОР. Кандидатскую диссертацию на тему «Теоретические и

экспериментальные исследования микрополоскового волновода с волной E_{11} » (научный руководитель – профессор Маригодов В.К.) по специальности 05.12.07 – Антенны и СВЧ устройства защитил в Московском институте электронного машиностроения в 1986 году. Учебу в аспирантуре Павел Петрович активно совмещал с научной деятельностью, работая младшим научным сотрудником на ряде научно-исследовательских и госбюджетных тем. После окончания аспирантуры с апреля 1981 года Ермолов П.П. работал ассистентом кафедры радиоустройств, а с апреля по сентябрь 1985 года – инженером – конструктором НИС. С 1985 по 1982 Павел Петрович работал в Специальном конструкторском бюро (СКБ) «Прибой» инженером – конструктором второй категории.

Затем работал главным конструктором ГМГ «Старт», главным конструктором ЧМП «Ветер», техническим директором энергосервисной компании «Эско – Севастополь», техническим директором ООО УРП «Сота – информ», техническим директором ООО «Севастополь-информ». С сентября 2008 года вернулся на работу в Севастопольский национальный технический университет старшим преподавателем кафедры радиотехники и телекоммуникаций. С 2009 года по настоящее время работает в должности доцента.

Павел Петрович является ведущим преподавателем ряда дисциплин, ведет активную научно-педагогическую и воспитательную работу со студентами. Он научный руководитель аспиранта и соискателя, руководит научно-исследовательской работой студентов. Имеет более 50 научных и учебно-методических трудов и две монографии.

Ермолов П.П. является директором Крымского научно-технологического центра имени профессора А.С. Попова. Член редакционных коллегий журнала «Техника и приборы СВЧ» и сборника «Дослідження з історії техніки». Председатель Программного комитета международных Крымских микроволновых научно-технических конференций «СВЧ техника и



телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо) с 1991 по 2002 год, председатель Оргкомитета КрыМиКо с 2003 года. В сентябре 2010 года состоится Юбилейная 20 конференция.

В настоящее время Павел Петрович занимается историей развития радиотехнологий в Крымском регионе и активно работает над докторской диссертацией.

Своей доброжелательностью и отзывчивостью Павел Петрович заслужил уважение и любовь студентов и сотрудников факультета и научной общественности Украины.

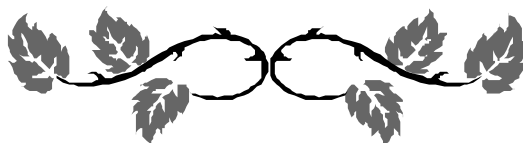
Редакционная коллегия и читатели журнала, друзья и коллеги сердечно поздравляют Ермолова Павла Петровича с юбилеем, желают ему крепкого здоровья, новых творческих достижений и успехов!



Доктору технических наук, профессору

Кондратову Владиславу Тимофеевичу

65 лет



Кондратов Владислав Тимофеевич родился 13.08.1945 года в г. Здолбуново, Ровенской области (Украина). В 1968 году закончил Львовский политехнический институт. По специальности – радиоинженер. С 1973 года занимается научной деятельностью в области метрологии и измерительной техники. Доктор технических наук (с 2001 г.), профессор (с 2006 г.), академик Украинской технологической академии (с 1993 г.), член Международной профессорской ассоциации (UNIDO, г. Санкт-Петербург, с 1991г.), член редколлегии научно-технического журнала “Вимірювальна та обчислювальна техніка у технологічних процесах” (с 1997 г.), член Международной биографической ассоциации (МБА) (г. Кембридж, Англия, 1998 г.).

В 1999 году Международным биографическим центром (г. Кембридж, Англия). награжден именной серебряной медалью «International man of the year», 1998-1999 (Международный человек года, 1998-1999), а в 2000 году – именной серебряной медалью «The 20th Century Award for Achievement», 2000 г. (За достижения в 20 столетии).

За создание теории избыточных измерений и развитие ее прикладных направлений в 2008 году награжден Украинской технологической академией юбилейным серебряным орденом «За заслуги».

В 2009 году за заслуги в развитии науки метрологии награжден Украинской технологической академией серебряной медалью с золотой оливковой ветвью.

За многолетний добросовестный труд, высокий профессионализм и значительные творческие достижения, личный вклад в развитие государственной системы правовой охраны интеллектуальной собственности в Украине и по случаю ознаменования Международного дня интеллектуальной собственности награжден Государственным департаментом интеллектуальной собственности Украины Грамотой с вручением значка «Творец» (приказ № 66 от 14.04.2009 г.).

Проф. Кондратов В.Т. – известный академический ученый-теоретик, автор и соавтор 430 научных работ, в том числе 170 авторских свидетельств и патентов Украины и России. Он создал и развивает физическую теорию избыточных измерений (2001 г.). Одновременно развивает и такие прикладные направления данной теории, как: избыточная пирометрия, избыточная радиометрия, избыточная влагометрия, избыточная концентратометрия, избыточные измерения дальности, угловой скорости, мощности зашумленных периодических сигналов, фазового сдвига и т.д.

В.Т. Кондратов занимается не только научной и изобретательской, но и научно-педагогической деятельностью. Работал на должности доцента кафедры автоматизации и компьютерных систем Киевского

национального университета технологий и дизайна, на должности профессора в Институте новейших технологий Национального авиационного университете МОН Украины и т.д. С 2006 г. работает, по совместительству, профессором кафедры информационно-измерительной техники Национального технического университета „КПИ”.

Его патенты использовались и используются в учебном процессе таких университетов, як КНУТД, НАУ, НТУУ «КПИ» и т.д. при разработках современных микропроцессорных систем и интеллектуальных средств измерений в рамках дисциплин «Интеллектуальные средства измерительной техники», «Метрологическое обеспечение средств измерительной техники», «Системы мониторинга», «Информационно-измерительные системы» и т.д., а также при подготовке специалистов, магистров и аспирантов.

На сайте <http://v3.espacenet.com/results?sf=a&DB=EPODOC&PGS=10&CY=ep&LG=en&ST=advanced&IN=KONDRATOV+VLADYSLAV&FIRST=1> Европейского патентного офиса демонстрируется 34 патента проф. Кондратова В.Т. по способам и техническим решениям средств избыточных измерений величин разной физической природы. Это свидетельствует о признании его, как изобретателя, в Европе.

За последние пять лет (2006-2010 гг.) проф. Кондратовым В.Т. была проделана большая научно-исследовательская работа:

- 1) опубликовано 130 научных работ, в том числе 45 патентов Украины;
 - 2) всесторонне описаны новая стратегия измерений, теория избыточных измерений величин разной физической природы, ее философские аспекты (законы, принципы, категории и т.д.). Сформулированы основные направления развития теории избыточных измерений;
 - 3) описаны основные измерительные операции, выведено универсальное уравнение измерений;
 - 4) разработаны методы избыточных измерений, сформулированы основные определения, разработана классификация методов, созданы технические решения средств избыточных измерений, защищенные патентами Украины;
 - 5) в статье «О фундаментальности физических теорий» В.Т. Кондратовым впервые в истории метрологии сформулированы основные правила и признаки фундаментальности физических теорий. Данные правила и признаки снимают все противоречия в толкованиях и оценках фундаментальности любой физической теории;
 - 6) доказана фундаментальность физической теории избыточных измерений. Доказательства опубликованы в открытой печати;
 - 7) разработаны основы (мини-) теории метрологической эффективности, что дает возможность по-новому подходить к оценке эффективности методов и средств измерений;
 - 8) исследованы проблемы развития теории метрологической надежности, показаны пути их решения;
 - 9) положены начала новой эры развития теории метрологической надежности средств измерений, и науки «метроники» в целом;
 - 10) впервые в мире сформулированы требования и синтезированы вероятностно-физические модели метрологических отказов (функции распределения Кондратова–Вейбулла, Кондратова–Коши, Кондратова–Лапласа и др.), обеспечивающие решение задач оценки метрологической надежности средств измерений, в частности, задачу определения времени наработки на метрологический отказ;
 - 11) разработаны и защищены патентами Украины: способ определения времени наработки на метрологический отказ (патент Украины № 90122 С2, Бюл. № 7, 2010 (открыт новый подкласс G01M 1/00)); способ определения коэффициента метрологического отказа и его текущих прогнозных значений (патент Украины № 89519 С2, Бюл. № 3, 2010 (кл. G01M 1/00)); способ определения времени проведения первой проверки средства измерений (патент Украины № 90129 С2, Бюл. № 7, 2010 (кл. G01M 1/00)).
 - 12) впервые в мире разработаны графические портреты вероятностно-физических моделей метрологических отказов средств измерений в системе координат с совмещенными метрическими и вероятностными шкалами;
 - 13) развиты основы и показана возможность применения нелинейного регрессионного анализа для прогнозирования и определения времени наработки на метрологический отказ;
 - 14) разработан новый метод прогнозирования и определения времени наработки на метрологический отказ, названный T-методом динамической нелинейной регрессии.
- Проф. Кондратов В.Т. не останавливается на достигнутом. Он полон энергии и желания работать. Его научная деятельность направлена на дальнейшее развитие теории избыточных измерений, методологии создания информативно-избыточных сенсоров и биосенсоров с управляемыми параметрами, методов синтеза вероятностно-физических моделей метрологических отказов, методов прогнозирования и определения времени наработки средств измерений на метрологический отказ и т.д., т.е. на развитие трех наук: метрологии, метроники и сенсорики. Ведь не секрет, что уровень развития данных наук определяет уровень развития приборостроения в стране, а, следовательно, научно-технического прогресса в целом. Без измерений ничто не может быть создано и исследовано.

Редколлегия журнала, научная общественность, коллеги и друзья сердечно поздравляют Владислава Тимофеевича Кондратова со столь славным юбилеем и желают ему крепкого здоровья, мудрости и жизненного опыта, славы и благополучия, новых успехов и достижений мирового уровня на научном поприще, а также успехов в деле подготовки молодых ученых

**Рекомендовано до друку рішенням вченої ради
Хмельницького національного університету,
протокол № 2 від 22.09.2010 р.**

Підп. до друку 23.09.2010 р. Ум.друк.арк. 17,34 Обл.-вид.арк. 16,5
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