МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО**»**

ГРОМАДСЬКА ОРГАНІЗАЦІЯ «СПІЛКА ЖІНОК-ФАХІВЦІВ У ТЕХНІЧНИХ НАУКАХ «ПАНІ НАУКА»»

X МІЖНАРОДНА НАУКОВО-ТЕХНІЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ МОЛОДИХ ВЧЕНИХ **«ЕЛЕКТРОНІКА-2017»**

Збірник статей

Київ 2017

Програмний комітет

Голова:

Якименко Ю.І.—*д.т.н., професор, перший проректор КПІ ім. Ігоря Сікорського, академік НАН України, IEEESeniorMember*

Заступники голови:

Ямненко Ю.С. – *д.т.н., професор, зав. кафедри промислової електроніки, голова Громадської організації «Пані Наука»*

Члени програмного комітету:

Борисов О.В. – *к.т.н., професор*
Власюк Г.Г. – *д.т.н., професор*
Дідковський В.С. – *д.т.н., професор*
Жуйков В.Я. – *д.т.н., професор*
Лисенко О.М. – *д.т.н., професор*
Писаренко Л.Д. – *д.т.н., професор*
Попов А.О. – *к.т.н., доцент*
Тимофєєв В.І. – *д.т.н., професор, IEEE SeniorMember*
Хижняк Т.А. – *к.т.н., доцент*

Організаційний комітет

Голова комітету:

Бойко І. Ю. – асистент КПІ ім. Ігоря Сікорського

Заступник голови:

к.т.н. Осипенко К. С. – доцент КПІ ім. Ігоря Сікорського

Члени організаційного комітету:

к.ф.н. Абакумова О. О. – доцент КПІ ім. Ігоря Сікорського
к.т.н. Батрак Л. М. – доцент КПІ ім. Ігоря Сікорського
к.т.н. Миколаєць Д.А. – доцент КПІ ім. Ігоря Сікорського
Заграничний А.В. – асистент КПІ ім. Ігоря Сікорського
Клепач Л. Є. – аспірант КПІ ім. Ігоря Сікорського
Бучек П. І. – аспірант КПІ ім. Ігоря Сікорського
Кузін Д. В. – аспірант КПІ ім. Ігоря Сікорського
Матійко А.А. –аспірант КПІ ім. Ігоря Сікорського
Баранюк Р.А. –аспірант КПІ ім. Ігоря Сікорського

СЕКЦІЯ №1: «АКУСТИКА ТА АКУСТОЕЛЕКТРОНІКА»

1. Д.В. Паренюк **11**
ПОРІВНЯННЯ СПЕКТРІВ СИГНАЛ ІВ ОТОАКУСТИЧНОЇ ЕМІСІЇ ДЛЯ НОРМАЛЬНОГО ТА ПАТОЛОГІЧНОГО СЛУХОВОГО КАНАЛУ
Рекомендація: д.т.н., проф. Найда С.А.

2. Д.В. Паренюк, К.Л. Руденька **15**
ДОСЛІДЖЕННЯ ОТОАКУСТИЧНОЇ ЕМІСІЇ НА ЧАСТОТІ ПРОДУКТУ СПОТВОРЕННЯ БІОЛОГІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ
Рекомендація: д.т.н., проф. Найда С.А.

3. А.О. Семенчук **19**
МОДЕЛЬ БАРАБАННОЇ ПЕРЕТИНКИ СЕРЕДНЬОГО ВУХА ЛЮДИНИ
Рекомендація: д.т.н., проф. Найда С.А.

4. Д.О. Ляшко **23**
ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ФОКУСУЮЧОГО ВИПРОМІНЮВАЧА ДЛЯ ВПЛИВУ НА ЗАВИТКУ ВНУТРІШНЬОГО ВУХА ЛЮДИНИ
Рекомендація: д.т.н., проф. Найда С.А.

5. Р. Ю. Костюк, А. В. Козак, П. М. Ларін **27**
РОЗРОБКА МІКРОФОННОГО ТРАКТУ ДЛЯ СИСТЕМ ПОВІТРЯНОЇ ШУМОПЕЛЕНГАЦІЇ
Рекомендація: д.т.н., проф. Коржик О. В

6. А.В. Дамарад **31**
ИССЛЕДОВАНИЕ АКУСТИЧЕСКОЙ РОЛИ ЕВСТАХИЕВОЙ ТРУБЫ
Рекомендація: д.т.н., проф. Найда С.А.

7. М.О.Ярошенко, О.С.Чайка **36**
ВИЗНАЧЕННЯ ВЕКТОРНОГО ПОЛЯ ІНТЕНСИВНОСТІ В ХВИЛЕВОДІ
Рекомендація: д.т.н., проф. Коржик О.В.

8. О. С. Чайка, М. О. Ярошенко **41**
РОЗРАХУНОК ДЕВІЯЦІНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛІВ ЗАНУРЕНОГО ДЖЕРЕЛА В УМОВАХ ЛОКАЛЬНО-ВИХОРОВОЇ СТРУКТУРИ АКУСТИЧНОГО ПОЛЯ В ХВИЛЕВОДІ
Рекомендація д.т.н., проф. Коржик О.В.

9. А.В. Козак, П.М. Ларін, Р.Ю. Костюк **46**
ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРИЛАДУ ВИМІРЮВАННЯ ІНТЕНСИВНОСТІ ЗВУКУ ТА ФОРМУВАННЯ ПРОСТОРОВОЇ ВИБІРКОВОСТІ В ПОВІТРЯНОМУ СЕРЕДОВИЩІ
Рекомендація: д.т.н., проф. Коржик О. В.

10. А.В. Смирнов **51**
РАСПОЗНАВАНИЕ ЭМОЦИЙ ПО ГОЛОСОВЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

Рекомендація: д.т.н., проф. Ямненко Ю.С.

СЕКЦІЯ №2: «ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА»

1. Т.О. Рижакова, Ю.В. Кожушко **55**
ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ ФОРМУВАЧА ІМПУЛЬСІВ СТРУМУ ДЛЯ КОНТАКТНОГО МІКРОЗВАРЮВАННЯ
Рекомендація: к.т.н., доц. Бондаренко О.Ф.

2. Б.М. Слушинський **59**
РЕГУЛЮВАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ІМПУЛЬСНОГО РЕГУЛЯТОРА СТРУМУ
Рекомендація: д.т.н., проф. Ромашко В.Я.

3. Р.М. Прибудько, К.А. Ходаков **64**
БАГАТОКОМІРКОВИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ КОНТАКТНОГО ЗВАРЮВАННЯ
Рекомендація: асист. А.В. Заграничний

4. Д.А Миколаєць, М.О.Мацюк **69**
ГЕОМЕТРИЧНИЙ ПІДХІД ДЛЯ ОПИСУ ЗМІННИХ ТРИФАЗНОГО ФІЛЬТРО-КОМПЕНСУЮЧОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА
Рекомендація: д.т.н., проф. Терещенко Т.О.

5. В.В. Тєлєга **73**
АПАРАТНА ЧАСТИНА ВИМІРЮВАЧА МИТТЄВОЇ ПОТУЖНОСТІ
Рекомендація: к.т.н., доц. Хижняк Т.А.

6. Д. В. Кузін **77**
ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ З МОДУЛЬНОЮ СТРУКТУРОЮ
Рекомендація: д.т.н., проф. Терещенко Т.О.

7. А.В. Крилов **82**
БЕЗДРОТОВІ ТЕХНОЛОГІЇ INTERNET OF THINGS ДЛЯ MICROGRID
Рекомендація: д.т.н., проф. Ямненко Ю.С.

8. Я.С. Лисенко **87**
СУЧАСНА ДІАГНОСТИКА СИЛОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ
Рекомендація: к.т.н., доц. Хижняк Т.А.

9. С.С. Багдасарянц **90**
АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ ТА ДВИГУНІВ ВНУТРІШНЬОГО ЗГОРЯННЯ У ЛЕГКОВИХ АВТОМОБІЛЯХ
Рекомендація: к.т.н., доц. Витязь О.О.

СЕКЦІЯ №3: «ЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ ТА ПРИСТРОЇ»

1. Д.С. Шило **94**
МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕНТГЕНОВСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ЦИФРОВОЙ РЕНТГЕНОТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ СЦИНТИЛЛЯЦИОННОГО

ЭКРАНА И ПЗС-МАТРИЦЫ
Рекомендація: к.т.н., доц. Михайлов С.Р.

2. О.І. Притугін, О. А. Юневич **99**
ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИЙ СТЕНД ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ СПОНТАННОЇ ХЕМІЛЮМІНЕСЦЕНЦІЇ ВОДНИХ РОЗЧИНІВ
Рекомендація: доц. Ніколов М. О.

3. В.В. Перевертайло, С.О. Майкут **103**
ДОСЛІДЖЕННЯ МОЖЛИВОСТЕЙ МОДЕЛЮВАННЯ НВЧ ГЕНЕРАТОРА ПЛАЗМИ У СЕРЕДОВИЩІ COMSOL MULTIPHYSICS
Рекомендація: к.т.н., доц. Кузьмичєв А.І.

СЕКЦІЯ №4: «ФІЗИЧНА ТА БІОМЕДИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА»

1. Д.А. Ларін, Л.Є. Клепач **108**
СПЕКТРАЛЬНІ МЕТОДИ ОБРОБКИ БІОМЕДИЧНИХ СИГНАЛІВ СТАНУ СЕРЦЕВО СУДИНОЇ СИСТЕМИ
Рекомендація: д.т.н., проф. Терещенко Т.А.

2. Я.С. Смірнов **112**
АНАЛІЗ ІНТЕРВАЛІВ МІЖ ЕПІЛЕПТИЧНИМИ НАПАДАМИ ДЛЯ ЇХ ПРОГНОЗУВАННЯ НА ОСНОВІ ВАРІАБЕЛЬНОСТІ СЕРЦЕВОГО РИТМУ
Рекомендація: к.т.н., доц. Попов А.О.

3. А.С.Козей **116**
ДОСЛІДЖЕННЯ МОЖЛИВОСТЕЙ КІЛЬКІСНОЇ ОЦІНКИ НАПРУЖЕНО-ДЕФОРМОВАНОГО СТАНУ МОДЕЛІ СТЕГНОВОЇ КІСТКИ
Рекомендація: к.т.н., Ніколов М.О.

4. М. Д. Будік, К.О. Іванько **120**
АНАЛІЗ РАЙДУЖНОЇ ОБОЛОНКИ ОКА ДЛЯ БІОМЕТРИЧНОЇ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ОСОБИ
Рекомендація: к.т.н., доц. Іванушкіна Н.Г.

5. І.С. Федін **125**
ВИМІРЮВАННЯ ВИХІДНИХ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОКОАГУЛЯТОРІВ
Рекомендація: к.т.н., доц. Тодоренко В.А.

6. К.О. Сербулова **129**
УНІВЕРСАЛЬНИЙ ЦИФРОВИЙ ІНТЕРФЕЙС ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПРИЛАДУ
Рекомендація: к.т.н., доц. Вунтесмері Ю.В.

7. А.О. Москаленко **133**
МЕТОДЫ БЫСТРОГО ДЕЛЕНИЯ ЦЕЛЫХ ЧИСЕЛ В СИСТЕМАХ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ С МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ.

Рекомендація: доц., д. т. н. Прокопенко Ю. В.

8. А. В. Смілянець **137**

ВИЯВЛЕННЯ ЦИКЛ ІЧНИХ МЕДИКО-БІОЛОГІЧНИХ СИГНАЛІВ З УРАХУВАННЯМ РЕЗУЛЬТАТІВ НАВЧАННЯ СИСТЕМ, ЩО НАВЧАЮТЬСЯ З УЧИТЕЛЕМ, ЇХ РОЗПІЗНАВАННЮ

Рекомендація: к.т.н., доц. Шуляк О.П.

9. О.І. Римарчук, Є.С. Карплюк **141**

АНАЛІЗ ХАРАКТЕРИСТИК ЕКГ-ТРАКТУ ДЛЯ ВИЯВЛЕННЯ ППШ МЕТОДАМИ ЕКГ ВР

Рекомендація: к.т.н., ст. викл. Карплюк Є.С.

10. А. І. Волошина **145**

КОМПЛЕКСНИЙ МЕТОД СЕГМЕНТАЦІЇ ЕКГ

Рекомендація: к.т.н., ст. викл Карплюк Є. С.

11. В.А. Шелофаст **149**

ВИКОРИСТАННЯ БІНАРНИХ ОЗНАК ПІД ЧАС РОЗПІЗНАВАННЯ ТИПІВ QRS-КОМПЛЕКСІВ ЕЛЕКТРОКАРДІОГРАМИ

Рекомендація: к.т.н., доц. Шуляк О.П.

12. А. В. Сікач **153**

КРИТЕРІЙ РАНЖУВАННЯ ВІДЛІКІВ ЕЛЕКТРОКАРДІОГРАМИ З ІНФОР МАТИВНОСТІ ПІД ЧАС РОЗПІЗНАВАННІ ТИПІВ QRS-КОМПЛЕКСІВ І ПРОЦЕДУРИ ОЦІНКИ ЯКОСТІ ЇХ РОЗПІЗНАВАННЯ

Рекомендація: к.т.н., доц. Шуляк О.П.

13. Д.В. Гарматюк **157**

МОДУЛЬ РЕЄСТРАЦІЇ ЕЛЕКТРОМІОГРАМИ

Рекомендація: к.т.н., доц. Попов А.О.

14. В.А. Шелофаст **161**

ВІДБІР БІНАРНИХ ОЗНАК QRS-КОМПЛЕКСІВ ЕЛЕКТРОКАРДІОГРАМИ ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЇХ РОЗПІЗНАВАННЯ

Рекомендація: к.т.н., доц. Шуляк О.П.

15. З.О. Мадай, К.О. Іванько **165**

ВИЯВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОКАРДІОСИГНАЛІВ ПЛОДУ З АБДОМІНАЛЬНИХ СИГНАЛІВ МАТЕРІ

Рекомендація: к.т.н., доц. Іванушкіна Н.Г.

16. І.В. Селезньов **170**

МОДУЛЬ РЕЄСТРАЦІЇ ЕЛЕКТРОКАРДІОГРАМИ

Рекомендація: к.т.н., доц. Попов А.О.

17. А.В. Андрусишин **174**

МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ МАСООБМІНУ В ЕЛЕКТРОПОРОВАНИХ

БІОЛОГІЧНИХ ТКАНИНАХ
Рекомендація: к.т.н., доц. Ніколов М.О.

СЕКЦІЯ №5 «КОНСТРУЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ АПАРАТУРИ»

1. Ю.І.Попов **179**
ПІДВИЩЕННЯ ІНФОРМАТИВНОСТІ ТА РОЗДІЛЬЧОЇ ЗДАТНОСТІ МЕТОДУ РЕЙТРЕСИНГОВОЇ АБЕРОМЕТРІЇ
Рекомендація: к.т.н., доц. Яганов П.О.
2. Б.Ю. Коломієць **183**
РОЗРОБКА ПРОГРАМНО-АПАРАТНОГО КОМПЛЕКСУ ДЛЯ РЕЄСТРАЦІЇ ТА АНАЛІЗУ СТАБІЛОГРАММИ ЛЮДИНИ
Рекомендація: к.т.н., доц. Попов А. О.
3. Т.А. Ходнєв **188**
МОДЕЛЬ ДЛЯ ОЦІНКИ ІНТЕГРАЛЬНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ НЕІНВАЗИВНИХ НЕЙРОІНТЕРФЕЙСІВ
Рекомендація: к.т.н., доц. Кучернюк П.В.
4. О.В. Кулак **192**
МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДЛЯ ОПТИМІЗАЦІЇ РОЗМІЩЕННЯ ТОЧОК ДОСТУПУ ТЕХНОЛОГІЇ WI-FI
Рекомендація: к.т.н., доц. Кучернюком П.В.
5. В.В. Таран **197**
АПРОКСИМАЦІЙНА МОДЕЛЬ ВАРІАЦІЙ ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ ЯКОСТІ VOIP- ЗВ'ЯЗКУ У ЧАСІ
Рекомендація: к.т.н., доц. Бондаренко В.М.
6. Т. І. Дуліб'яник **201**
ОЦІНКА ГЕНЕРАТОРІВ ТЕСТОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ ВБУДОВАНИХ АРХІТЕКТУР ДЛЯ САМОТЕСТУВАННЯ МІКРОСХЕМНОЇ ЛОГІКИ
Рекомендація: к.т.н., доц. Корнєв В.П.

СЕКЦІЯ №6 «МІКРО- ТА НАНОЕЛЕКТРОНІКА»

1. Д.В. Котов, Д. В. Дідиченко **206**
СПЕКТРАЛЬНІ ПЕРЕТ ВОРЮВАЧІ НА ОСНОВІ РІДКОЗЕМЕЛЬНИХ НАНОЛЮМІНОФОРІВ ДЛЯ СОНЯЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ
Рекомендація: к.т.н., ст. викл Коваль В. М.
2. О.О. Авілов **211**

МАШИННЕ НАВЧАННЯ В МІКРО- ТА НАНОСИСТЕМНІЙ ТЕХНІЦІ
Рекомендація: к.т.н., доц. А.О. Попов

3. М. С. Сергеев, А. А. Сергеева, К. С. Мазур **215**
ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ СВЧ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ НЕОДНОРОДНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ
Рекомендація: к.т.н. доц. Татарчук Д. Д.

4. Д.В. Дідиченко **219**
ОСАДЖЕННЯ НАНОЧАСТИНОК ЗОЛОТА НА ПОВЕРХНЮ КРЕМНІЄВОГО ФЕП
Рекомендація: к.т.н., ст.викл. Коваль В.М.

5. А.В. Головченко **224**
FIELD EFFECT TRANSISTORS BASED ON GRAPHENE NANORIBBON
Рекомендація: д.ф-м.н., проф. Поплавко Ю.М.

6. В.С. Матківський, Д. О. Куліш **229**
ВПЛИВ СПИРТОВМІСТНИХ СПОЛУК НА ПРОЦЕС ТЕКСТУРУВАННЯ КРЕМНІЄВИХ ПІДКЛАДОК ДЛЯ СОНЯЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ
Рекомендація: к.т.н., ст. викладач Коваль В.М.

7. Н.В. Мегедь **234**
ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДУ ТОНКОГО ДІЕЛЕКТРИЧНОГО РЕЗОНАТОРА ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ АНІЗОТРОПІЇ ДІЕЛЕКТРИКІВ
Рекомендація: к.т.н., доц. Татарчук Д.Д.

8. В. П. Секер, Б. Б. Бабыч **238**
СПЕКТРЫ ПОГЛОЩЕНИЯ И ОТРАЖЕНИЯ НАНОКОМПОЗИТНЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ СЕРЕБРА
Рекомендація: к.т.н., доц. Мачулянский А. В.

9. Д.О. Куліш **242**
МЕТАЛО-СТИМУЛЬОВАНЕ ХІМІЧНЕ ТРАВЛЕННЯ КРЕМНІЄВОЇ ПЛАСТИНИ ДЛЯ СОНЯЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ
Рекомендація: к.т.н., ст. викладач Коваль В.М.

10. В.А. Іващук **247**
ФОТОЕЛЕКТРИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НА ГЕТЕРОСТРУКТУРІ GAALAS/GAAS
Рекомендація: к.т.н., доц. Іващук А.В.

11. О. Ю. Ковальчук **251**
АНАЛІЗ СПОСОБІВ РЕАЛІЗАЦІЇ НАНОРОЗМІРНИХ СТРУКТУР ДЛЯ СТВОРЕННЯ ОПТИЧНИХ МІЖЗ'ЄДНАНЬ НА КРИСТАЛІ
Рекомендація: к.т.н., доц. А. В. Мачулянский

12. Г.В. Шевлякова **256**
СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ P-N-P (N-P-N) СТРУКТУР
Рекомендація: к.т.н., проф. Борисов А.В.

СЕКЦІЯ №7: «ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ТА АУДІОВІЗУАЛЬНІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА СИСТЕМИ»

1. Сохін О.В. **260**
ОСОБЛИВОСТІ БЕЗПРОВОДОВОЇ ПРЯМОЇ ВІДЕОТРАНСЛЯЦІЇ В УМОВАХ НИЗЬКОГО РІВНЯ РАДІОПОКРИТТЯ
Рекомендація: асистент Попович П.В.

2. Галанов С.О. **265**
ОСОБЛИВОСТІ ОПТИМІЗАЦІЇ ПЕРЕДАВАННЯ ВІДЕОКОНТЕНТУ В СИСТЕМАХ ВІДЕОСПОСТЕРЕЖЕННЯ
Рекомендація: асист. Попович П.В

3. О.Л. Мельниченко, М.В.Панченко **269**
ВИКОРИСТАННЯ ВЕЙВЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕНЬ ДЛЯ ОБРОБКИ ЗОБРАЖЕНЬ
Рекомендація: д.т.н., проф. Терещенко Т.О.

4. О.Ю. Лукашев **273**
ОПТИМАЛЬНІ КОМПОНЕНТ И ПРИСТРОЇВ СИНХРОНІЗАЦІЇ В ТКМ
Рекомендація: д.т.н., проф. Швайченко В.Б.

5. А.Ю. Зеленін **277**
ВИБІР ПРОТОКОЛУ ПРИ ПОБУДОВІ МЕРЕЖІ IP-ТЕЛЕФОНІЇ
Рекомендація: д.т.н., доц. Лазебний В.С..

6. І.А. Зозуля **281**
ОСОБЛИВОСТІ РЕАЛІЗАЦІЇ ПРОТОКОЛУ BLUETOOTH LOW ENERGY
Рекомендація: д.т.н., доц. Прокопенко Ю.В.

7. Инь ЧеньЛянь **286**
ОЦЕНИВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ КОЛЛИЗИЙ В БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ WI-FI
Рекомендація: к.т.н., доц. Лазебний В.С.

8. О.М. Зінько **290**
АНАЛІЗ СУЧАСНИХ СТАНДАРТІВ СИСТЕМ БЕЗПРОВОДОВОГО ЖИВЛЕННЯ ТА ПРОБЛЕМИ ЇХ ЗАСТОСУВАНЯ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ
Рекомендація: к.т.н., доц. Швайченко В.Б.

9. С.М. Ємець **294**
ПОЛІПШЕНИЙ МЕХАНІЗМ ЗАХИСТУ КАДРІВ УПРАВЛІННЯ В МЕРЕЖАХ 802.11
Рекомендація: к.т.н., доц. Лазебний В.С.

10. Т.В. Руденко, Zacharioudakis Eleftherios **298**
ВИКОРИСТАННЯ ЗВАЖЕНИХ КОНТРОЛЬНИХ СУМ ДЛЯ КОРЕКЦІЇ ПАЧОК ПОМИЛОК У КАНАЛАХ З ІМПУЛЬСНО-КОДОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ
Рекомендація: к.т.н., доц. Руденко Т.В.

11. О.О. Омельянець **303**

ПОРІВНЯЛЬНА ОЦІНКА СИСТЕМ СТИСНЕННЯ, ЩО ВИКОРИСТОВУЮТЬ В КОМП'ЮТЕРНИХ МУЛЬТИПЛЕЄРАХ
Рекомендація: к.т.н.,доц. Лазебний В.С.

12. Г.К. Карпінська **307**
ОСОБЛИВОСТІ ТЕХНОЛОГІЇ IMS ТА ДОЦІЛЬНІСТЬ ЇЇ ВИКОРИСТАННЯ У МЕРЕЖАХ ТЕЛЕФОНІЇ
Рекомендація: к.т.н., доц. Лазебний В.С.

СЕКЦІЯ №1: «АКУСТИКА ТА АКУСТОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.3

ПОРІВНЯННЯ СПЕКТРІВ СИГНАЛІВ ОТОАКУСТИЧНОЇ ЕМІСІЇ ДЛЯ НОРМАЛЬНОГО ТА ПАТОЛОГІЧНОГО СЛУХОВОГО КАНАЛУ

Д.В. Паренюк
КПІ ім. Ігоря Сікорського, факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: pdvultra@gmail.com

Виконано аналіз результатів дослідження нормального та патологічного слухового каналів за допомогою викликаної отоакустичної емісії шляхом застосування швидкого перетворення Фур'є. Було проаналізовано наявні методи оцінки результатів дослідження отоакустичної емісії та зроблено висновок про можливість їх удосконалення. Було зроблено припущення про можливість застосування нового методу обробки результатів дослідження, що базується на аналізу спектрів, для досягнення більшої точності оцінки слухового каналу.

Was conducted an analysis of results of the study of normal and pathological auditory canals with the usage of induced otoacoustic emissions by utilizing fast Fourier transformation. Existing methods of evaluating results of the study of the otoacoustic emissions were analyzed and was concluded that the possibility of their improvement exists. It has been suggested about possibility of application of a new method of processing the survey results, based on analysis of spectra to achieve a more accurate assessment of the auditory canal.

Ключові слова: *отоакустична емісія, спектр, перетворення Фур'є.*

Key words: *otoacoustic emission, spectrum, Fourier transformation.*

Вступ

Одним з нових методів об'єктивного дослідження слуху, який активно застосовується в аудіологічній практиці, є метод реєстрації сигналів отоакустичної емісії (ОАЕ), які генеруються структурами завитка внутрішнього вуха спонтанно або у відповідь на акустичну стимуляцію.

Явище ОАЕ, яке покладено в основу методу, було відкрито в 1978 р. Девідом Кемпом; тому іноді сигнали ОАЕ називають на честь дослідника - "відлунням Кемпа" або "кохлеарним відлунням"[1].

Викликана ОАЕ є імпульсною функцією (ІФ) середнього вуха і має форму, характерну для ідеального фільтра з прямокутною АЧХ і нульовою або лінійною фазово-частотною характеристикою [2]:

$$\text{ІФ}(t) = \frac{\sin(\pi\Delta f(t - t_3))}{\pi\Delta f(t - t_3)} * \cos\left(\omega_p(t - t_3)\right) \qquad (1)$$

де Δf - ефективна смуга пропускання фільтра з резонансною частотою f_r посередині, а Δt - інтервал часу між першими нулями огинаючої, і $\Delta f \Delta t = 1$.

Результати дослідження

Було розглянуто сім результатів дослідження слуху людини за допомогою викликаної отоакустичної емісії, виконані на приладі Echoport ILO88 OAE Analyser V4.20B. Приклади сигналу і стимулу наведені на рис.1 та рис.2 відповідно.

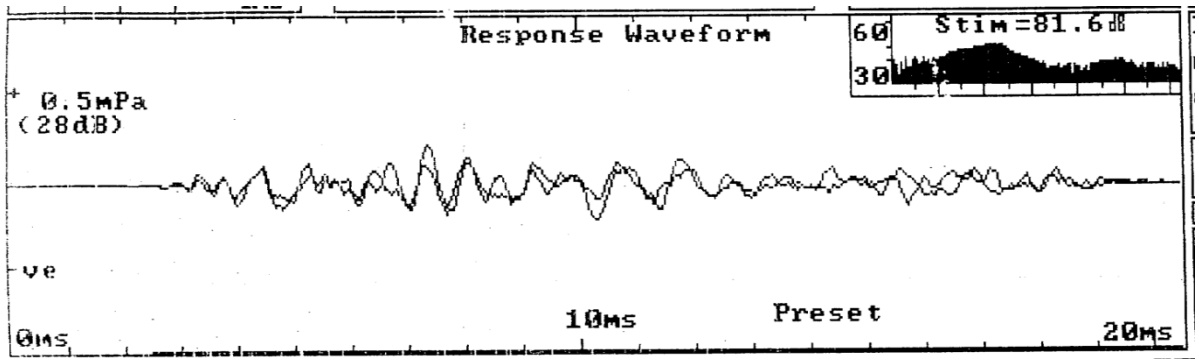


Рис.1. Відклик отоакустичної емісії

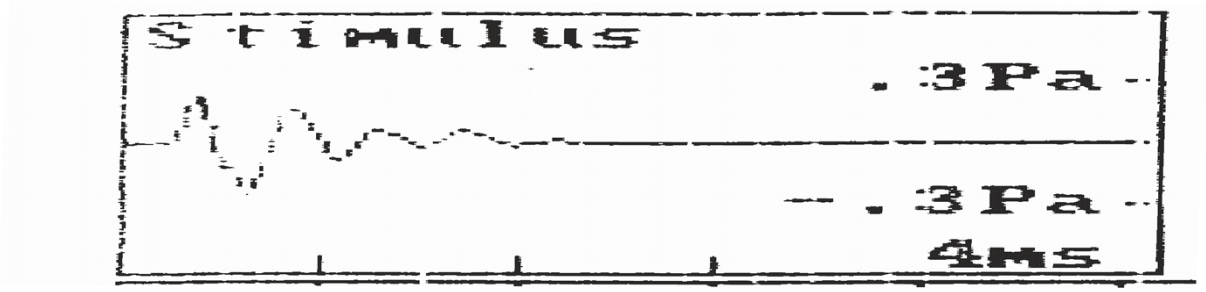


Рис.2. Стимул отоакустичної емісії

За допомогою швидкого перетворення Фур'є було отримано спектри як і збуджуючого стимулу, так і сигналу відклику. Головні частотні максимуми спектрів сигналів наведено у таблиці 1.

Таблиця 1. Головні частотні максимуми спектрів сигналів

Номер досліду	Головна частота стимулу, Гц	Головна частота відклику, Гц	Стан слухового каналу
1	500	500	Здоровий
2	1600	1500	Здоровий
3	1500	1500	Здоровий
4	1700	1500	Здоровий
5	1800	1800	Здоровий
6	800	1400	Патологічний
7	1100	400	Патологічний

З таблиці 1 видно, що для нормального слухового каналу частоти головних максимумів спектрів сигналу стимулу та відклику приблизно відповідають одна одній, в той час як для патологічного слухового каналу цього збігу не спостерігається.

У сучасній медицині застосовується метод накладання вікна на отриманий результат (рис.3) [3].

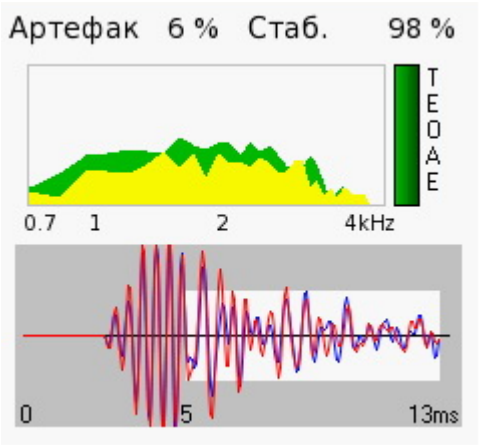
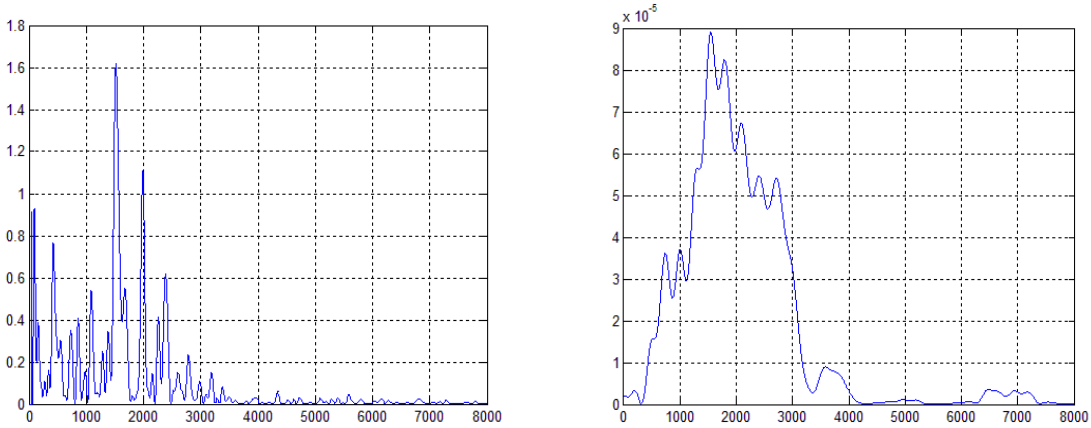


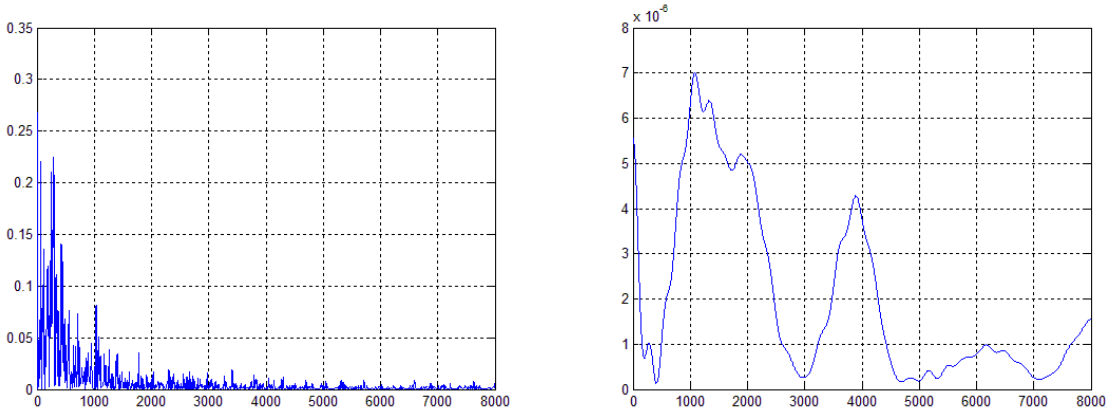
Рис.3. Приклад застосування вікна для оцінки результату тесту.

Для наочності наведено приклади спектрів відклику та стимулу відповідно здорового (рис.4) та хворого слухових каналів (рис.5).



а) б)

Рис.4. Спектри відклику та стимулу здорового вуха



а) б)

Рис.5. Спектри відклику та стимулу хворого вуха

Спектр відклику представлено на Рис.4 (а) та Рис.5 (а), спектри стимулу відповідно на Рис.4 (б) та Рис.5 (б).

Висновки

Під час аналізу отриманих результатів було встановлено, що у патологічному слуховому каналі сигнал стимулу спотворюється та частота головного максимуму відклику не відповідає частоті головного максимуму стимулу. Також спостерігаються значні відмінності між частотами побічних максимумів у нормального та патологічного каналів (як видно на Рис.4 (а), у якого останній побічний максимум має частоту в 2,2 кГц, та Рис.5 (а), у якого останній побічний максимум має частоту 1 кГц).

Таким чином існує можливість відходу від прийнятої в сучасній медицині системи вікон (коли на сигнал у часовій області накладається вікно, що обмежене у часі та амплітуді), котра не дає змоги визначити точну причину патології, і перехід до системи стробів та контрольних рівнів для сигналу у частотній області, яка теоретично може визначати не тільки наявність недоліків у слуховому каналі, а й вказувати на їх точну локацію.

Литература

1. David T Kemp. Otoacoustic emissions, their origin in cochlear function, and use. Br Med Bull (2002) 63 (1): 223-241.
2. Найда С.А. Отоакустическая эмиссия – импульсная функция уха, ключ к оптимальному кодированию звука в улитковом имплантате//Доклады Академии наук Украины. -2005. -№5. –С.172-178.
3. http://pathme.at.ua/

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Найда С.А.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра А та АЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

ДОСЛІДЖЕННЯ ОТОАКУСТИЧНОЇ ЕМІСІЇ НА ЧАСТОТІ ПРОДУКТУ СПОТВОРЕННЯ БІОЛОГІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ

Д.В. Паренюк
КПІ ім. Ігоря Сікорського, факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: pdvultra@gmail.com
К.Л. Руденька
ДУ «Інститут отоларингології ім. професора О.С.Коломійченка НАМН України», Київ, Україна, e-mail: erudenka@gmail.com

Було проведено серію експериментів по вимірюванню отаоакустичної емісії на частоті продукту спотворення у морських свинок. Вимірювання проводились як на чистих зразках, так і на зразках, на яких було застосовано медикаментозний вплив. Було визначено, у яких межах можлива зміна характеристик слухового каналу піддослідних. Базуючись на схожості органів слуху людини і морської свинки було зроблено висновок про можливість повторення даного медикаментозного ефекту на людях.

There was conducted a set of experiments to measure the frequency of distortion product otoacoustic emission in guinea pigs. Measurements were carried out both in pure samples and on samples on which were used medication effects. It was determined to what extent may change the characteristics of ear canal of the subjects. Based on the similarity of the human ear and the guinea pig it was concluded about the possibility of a repetition of the medication effects on humans.

Ключові слова:*отоакустична емісія, на частоті продукту спотворення, морська свинка, медикаментозний ефект.*

Key words:*otoacoustic emission, distortion product, guinea pig, medication effect.*

Вступ

Одним із методів об'єктивного дослідження слуху, який застосовується в аудіологічній практиці, є метод реєстрації сигналів отоакустичної емісії на частоті продукту спотворення (ПСОАЕ), які генеруються структурами завитка внутрішнього вуха у відповідь на акустичну стимуляцію.

Явище ОАЕ, що лежить в основі методу, було відкрито в 1978 р. Девідом Кемпом [1].

Отоакустична емісія на частоті продукту спотворення викликається парою чистих тонів з частотами f1 і f2, що подаються в слуховий прохід. У зв'язку з нелінійними властивостями завитку, в слуховому проході, крім поданих тонів, починають з'являтися їх інтермодуляційні спотворення третього порядку (продукт спотворення). Зазвичай реєструють найпотужніший з них - на частоті 2f1 - f2. Оптимальне співвідношення між частотами f2 та f1 становить приблизно 1,22. Для частот вище 8 кГц це відношення знижується приблизно до 1,15. Найбільш часто використовувані інтенсивності f1 - 65 дБ РЗТ (рівня звукового тиску), f2 - 55 дБ РЗТ[2].

Морські свинки були застосовані у якості піддослідних внаслідок того, що їх слуховий канал має мінімальні відмінності від людського – відмінності у будові гіпотимпануму та мезотимпануму, кількість витків равлика становить від 3,25 до 4,25, а система молот-наковальня-стременце аугментована додатковою зв'язкою[3]. Важливо відзначити також наявність круглого та овального вікон, хоча вони і розташовані на різних площинах[4].

Результати дослідження

Було розглянуто комплекс результатів дослідження слуху морської свинки за допомогою отоакустичної емісії на частоті продукту спотворення. Кожна розглянута ситуація представлена сукупністю результатів дослідження кожного з вух для восьми морських свинок по 6 частотам (2 кГц, 4 кГц, 6 кГц, 8 кГц, 10 кГц, 12 кГц).

Морські свинки, організм яких не зазнав впливу медичних препаратів, були зведені у контрольну групу (їх результат прийнято за нормальне значення).

Аналіз результатів відбувався наступним чином – для кожної із використовуваних частот було знайдено середнє значення амплітуди, а визначивши відхилення було встановлено довірчий інтервал для кожного із дослідів. Довірчий інтервал – це той діапазон значень, у якому з вірогідністю 95% буде лежати результат наступного подібного досліду. Даний алгоритм було використано і для оцінки усіх наступних дослідів, у котрих вже застосовувались медичні препарати для впливу на чутливість слухового каналу. Графік амплітуд контрольної групи та груп, що піддавались впливам, наведено на рис.1-3.

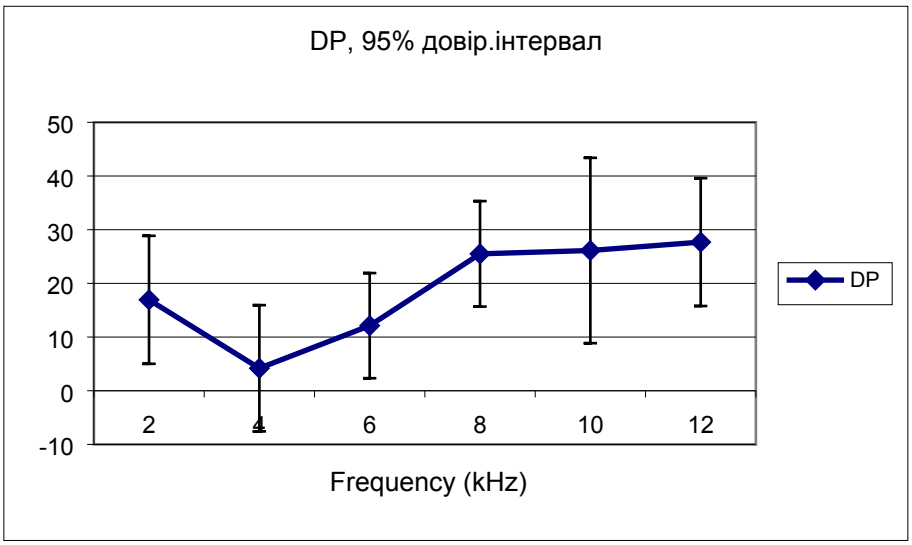


Рис. 1. Чутливість контрольної групи.

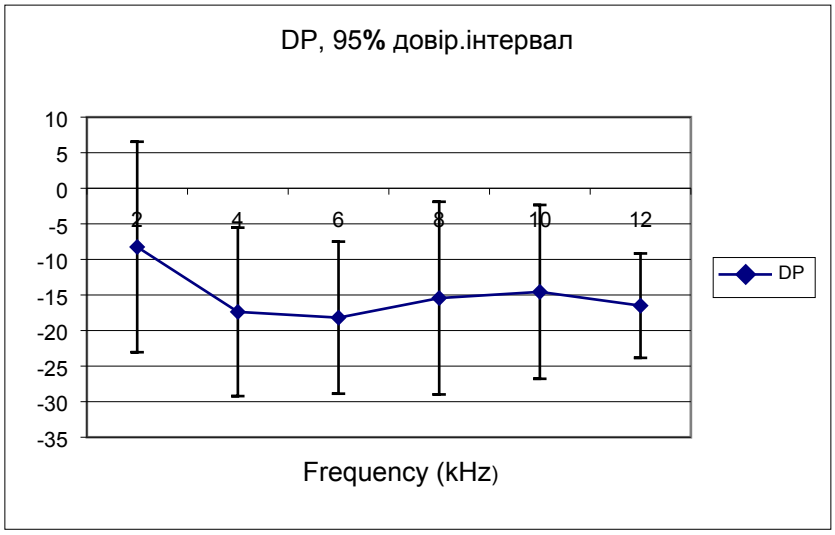


Рис.2. Чутливість після застосування гентаміцину.

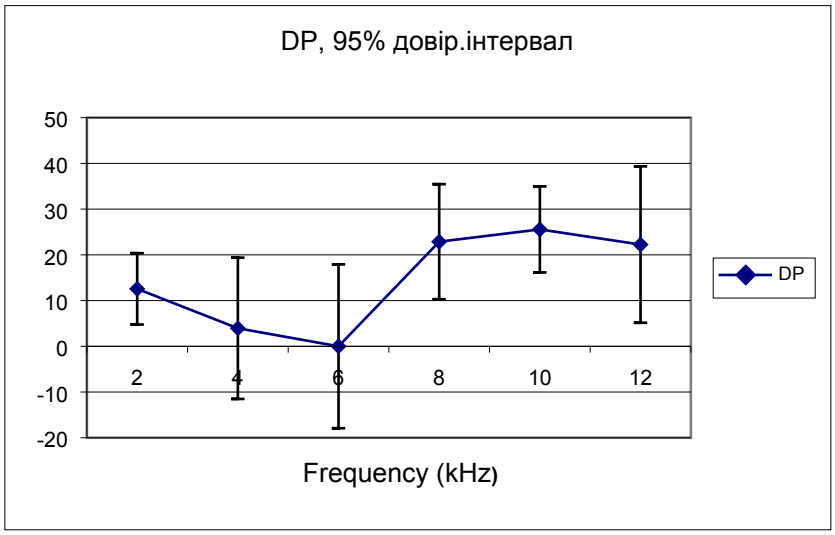


Рис.3. Чутливість при застосуванні трофіну.

Для наочності на рис.4. наведено повну картину впливу трофіну на слуховий канал, де можна спостерігати зміну властивостей слухового апарату даної групи піддослідних морських свинок відносно контрольної групи.

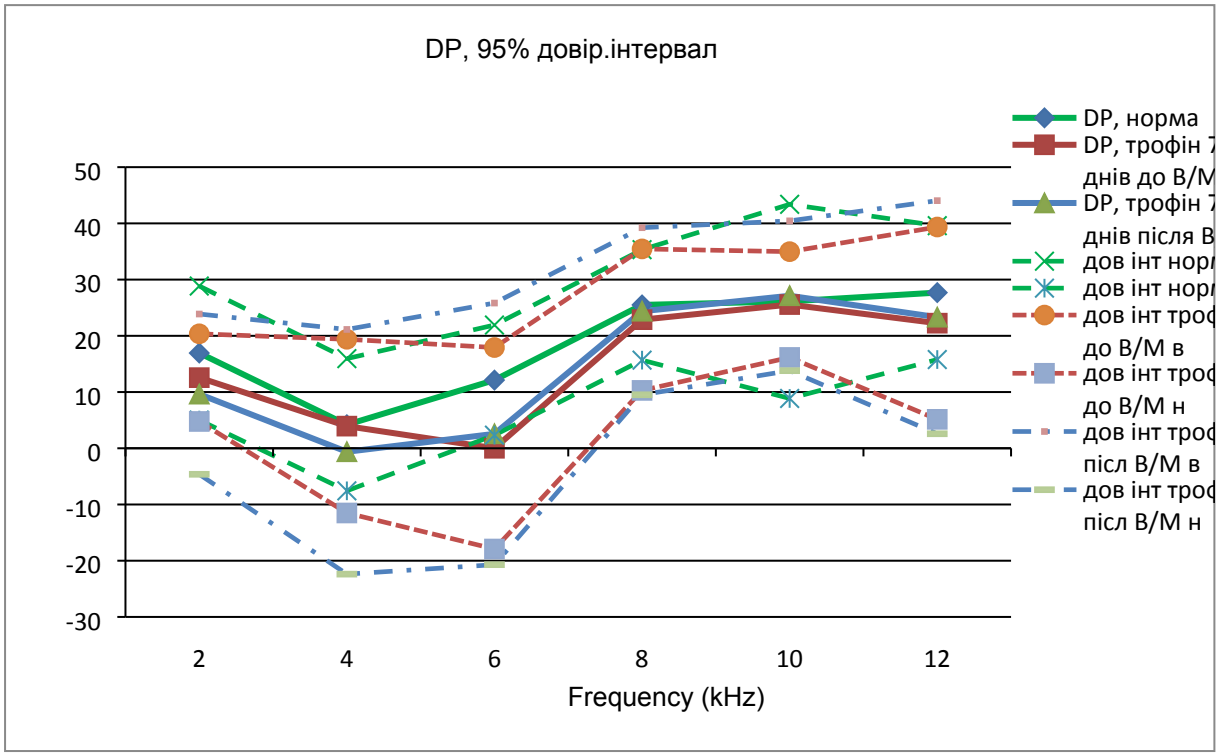


Рис. 4. Повна картина впливу трофіну на слуховий канал.

Висновки

Базуючись на вищенаведеній інформації можна побачити, що можна змінювати чутливість слухового каналу морських свинок медикаментозним шляхом. Ця зміна має широкі рамки (+11,5...-44 дБ) а тому існує можливість корекції патологій слухового апарату, зокрема середнього вуха. Хоча наведені результати були отримані на піддослідних тваринах, схожість слухового тракту морської свинки та людини дає змогу стверджувати про можливість застосування вказаної методики і відносно людей також.

Література:

1. David T Kemp. Otoacoustic emissions, their origin in cochlear function, and use. *Br Med Bull* (2002) 63 (1): 223-241.
2. Альтман Я.А., Таваркиладзе Г.А. Руководство по аудиологии. - Москва, ДМК-Пресс, 2003.
3. Arif Şanlı, M.D., Sedat Aydın, M.D., Resul Öztürk, M.D. Microscopic guide to the middle ear anatomy in guinea pigs. Kulak Burun Bogaz Ihtis Derg 2009;19(2):87-94.
4. Amin Saremi, Rainer Beutelmann, Mathias Dietz, Go Ashida, Jutta Kretzberg, and Sarah Verhulst. A comparative study of seven human cochlear filter models. The Journal of the Acoustical Society of America 140, 1618 (2016); http://doi.org/10.1121/1.4960486.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Найда С.А.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра А та АЕ, Київ, Україна

УДК 534.75

МОДЕЛЬ БАРАБАННОЇ ПЕРЕТИНКИ СЕРЕДНЬОГО ВУХА ЛЮДИНИ

А.О. Семенчук
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: nastya.semen4uk@yandex.ua

В роботі зроблено огляд сучасних даних з анатомії слухової системи. На основі огляду проведено моделювання барабанної перетинки середнього вуха людини. За допомогою одного з основних методів об'єктивної діагностики слуху людини – тимпанометрії, визначено параметри коливальної системи середнього вуха.

In paper the review of modern data from anatomy of acoustical system is made. On the basis of the review modeling of an eardrum of a middle ear of the human is carried out. By means of one of the main methods of objective diagnostics of hearing of the human - the tympanometry, parameters of oscillatory system of a middle ear are determined.

Ключові слова:*середнє вухо, резонансна частота середнього вуха, імпеданс, тимпанометрія***.**

Key words:*middle ear, resonant frequencies of the middle ear, impedance, tympanometry.*

Вступ

Вухо людини є складною системою, яка сприймає звукові коливання, бере участь у формуванні та розвитку мовленнєвої культури людини, її мислення, інтелекту.Тому розробка нових методів її діагностики є актуальною задачею, вирішення якої неможливе без розробки моделей кожного з елементів системи, а потім і всієї слухової системи людини. Метою даної доповіді є моделювання першого елементу, що зустрічається на шляху звукової хвилі, яка потрапляє у вухо людини, а саме барабанної перетинки. Для цього треба спочатку розглянути анатомію слухової системи.

Анатомія слухової системи

Вухо складається із зовнішнього, внутрішнього та середнього [1].

1) Зовнішнє вухо складається з двох основних компонентів: вушної раковини та зовнішнього слухового проходу. Вушна раковина сприймає потоки звуку, що йдуть в напрямку зовнішнього слухового ходу, а також визначає цей напрямок. Зовнішній слуховий прохід починається зовнішнім слуховим отвором і закінчується барабанною перетинкою. Його середня довжина у дорослої людини близько 25 мм. Форма зовнішнього слухового проходу (ЗСП) – еліпс, діаметр якого від 6 до 9 мм. ЗСПзахищає барабанну перетинку від зовнішніх механічних та термічних впливів, забезпечує її постійну температуру та вологість .

2) Середнє вухо складається з барабанної перетинки, слухових кісток (молоточок (23 мг), коваделко (27 мг), стремінце (2.5 мг)), м'язів, судин, нервових кінцівок; барабанної

порожнини, слухової труби та соскоподібних відростків скроневої кістки. Стінки барабанної перетинки вкриті слизовою оболонкою, яка вкриває всі названі органи.

Барабанна перетинка розділяє зовнішнє вухо від середнього, площа її становить 85 мм^2 (із яких 55 мм^2 підлягають дії звукових хвиль) має овальну форму. Функцією барабанної перетинки є передавання коливань повітря із зовнішнього вуха, до слухових кісточок середнього вуха. Між барабанною перетинкою і внутрішнім вухом розташовані три кісточки. Безпосередньо з перетинкою з'єднується рукоятка молоточка, в той час як його головка знаходиться в контакті з коваделком. Кінцівка довгого відростку коваделка з'єднується з головкою стремінця. Стремінце-найменша кісточка в тілі людини, що складається з головки, двох ніжок і підніжної пластини, розташованої в овальному вікні, і яка фіксується у ньому за допомогою кільцевого зв'язку. До середнього вуха також відносять два м'язи – м'яз, що натягує барабанну перетинку і стремінцевий м'яз.

Функції м'язів слухових кісток полягають в рефлекторному скороченні (виникає при великій інтенсивності звуку) завдяки чому зменшується амплітуда коливань барабанної перетинки і слухових кісток. В результаті зменшується коефіцієнт передачі рівня звукового тиску на внутрішнє вухо. Ще однією функцією є обмеження спотворень (нелінійності). Це обумовлюється як наявністю еластичного зв'язку слухових кісточок, так і скороченням м'язів.

Слухова труба -довгий, вузький і сплющений канал, який сполучає барабанну порожнину з носоглоткою та виконує вирівнювання тиску повітря всередині барабанної порожнини. Цей орган також має назву євстахієва труба. Таким чином, функціями слухової труби є: вирівнювання тиску повітря по обидві сторони барабанної перетинки – є обов'язковою умовою для вільної вібрації барабанної перетинки; забезпечує дренажну функцію.

Звуковий тиск передається від барабанної перетинки через ланцюг слухових кісточок до внутрішнього вуха.

3) Внутрішнє вухо складається з півкруглих каналів, переддвер'я та завитки. В перших двох знаходиться периферична частина вестибулярного аналізатора, а в завитці розташовується периферичний відділ слухового аналізатора. До структури внутрішнього вуха також відносяться овальне вікно, в якому розташовується підніжна пластина стремінця, і кругле вікно. Завитка розділена на три відділи: східці переддвер'я , барабані східці,й серединні східці. Спіраль каналу завитки має довжину 35мм і частково розподіляється по всій довжині тонкою кістковою спіральною пластиною.

Після розгляду анатомії слухової системи можна переходити до її моделювання.

Модель плоскоїмембрани

Розглянемо коливання барабанної перетинки на основі моделі плоскої мембрани, яка детально розглядалася в техніці, де круглі мембрани широко використовуються в мікрофонах та телефонах [2]. Мембраною називається тонка, рівномірно розтягнута плівка, що має розподілену інерцію і пружність, які характеризуються масою одиниці площі ρ (кг/м$^{2)}$і силою натягу τ (Н/м).

Як відомо, вільні коливання круглої мембрани описуються хвилевим рівнянням [2]:

$$\frac{\partial^2 y}{\partial r^2}+\frac{1}{r}\frac{\partial y}{\partial r}+\frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 y}{\partial \varphi^2}+k^2 y=0, \tag{1}$$

де y - амплітуда зміщення точки мембрани з координатами (r,φ); $\xi = y(r,\varphi)e^{i\omega t}$.

Рішення хвилевого рівняння має вигляд [2]:

$$\xi = A\cos n\left(\varphi-\varphi_0\right)\mathrm{J}_n\left(\frac{\omega}{c_0}r\right)\cos\left(\omega t-\varphi\right). \tag{2}$$

Воно повинно задовольняти граничній умові $\xi\big|_{r=a}=0$ (a - радіус мембрани) або:

$$\mathrm{J}_n\left(\frac{\omega}{c_0}a\right)=0.$$

Основна частота мембрани:

$$f_{01}=\frac{0.3827}{a}\sqrt{\frac{\tau}{\rho}}\ . \tag{3}$$

При частотах $f \le f_{01}$ мембрану можна розглядати як систему з еквівалентною гнучкістю та масою:

$$C_{\text{екв}}=\frac{1}{8\pi\tau}, \qquad m_{\text{екв}}=\frac{4}{3}\pi a^2\rho. \tag{4}$$

У випадку барабанної перетинки, роль маси коливальної системи грає маса слухових кісточок.

Оцінимо основну частоту коливань вільної мембрани для вуха людини. Для цього скористаємося методом тимпанометрії, який є одним з основних методів об'єктивної діагностики слуху людини. Він полягає у вимірюванні акустичної гнучкості барабанної перетинки в залежності від відносного статичного тиску в герметично закритому зовнішньому слуховому проході. Порівняння одержаних характеристик (тимпанограм) в нормі і при патології дозволяє судити про ступінь зрушень в органі слуху і діагностувати деякі його захворювання. Одначе, велика розбіжність міжсуб'єктних даних може перекривати відхилення від норми, що є основною проблемою діагностики слуху.

На стандартній частоті зондового сигналу 226Гц акустична гнучкість зв'язана з величиною еквівалентного об'єму середнього вуха $V_{\text{екв}}$ співвідношенням [3]:

$$V_{\text{екв}}(226)=\rho_0\cdot c_0^2\cdot C_{\text{a}}, \tag{5}$$

де $\rho_0=1{,}2$ кг/м^3, $c_0=342$ м/с – питома вага повітря і швидкість звуку в ньому, C_{a} - акустична гнучкість, м^5/Н.

Графічне зображення залежності еквівалентного об'єму від зміни відносного тиску повітря – тимпанограма – друкується на стрічці принтером приладу (рис.1). Крім того, окремо друкуються значення наступних величин: об'єм зовнішнього слухового проходу –ear volum,; еквівалентний об'єм у максимумі тимпанограми – complience; відносний статичний тиск, що відповідає максимумові тимпанограми – pressure; градієнт.

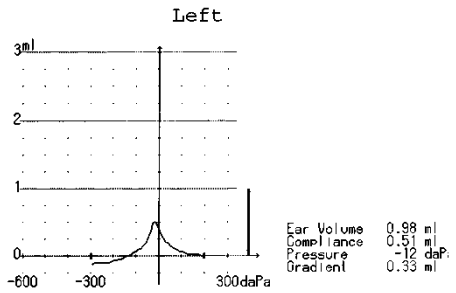


Рис.1. Тимпанограма середнього вуха людини (чоловіка) на частоті 226 Гц

Використовуючирис.1, визначимоеквівалентний об'єм: $V_{екв}(226) = 0.51$ см^3, та (при площі барабанної перетинки $S_{б.п} = 64$ мм^2 (радіус $a = 4.5$ мм)): $Z_{б.п} = 0.74$ кг/с. Тоді, використовуючиспіввідношення $Z_{б.п} = \dfrac{1}{\omega C_{б.п}}$ таформулу (4):

$$C_{екв} = \frac{1}{\omega Z_{б.п}} = 0.95 \cdot 10^{-3} \text{ м/Н}; \ \tau = \frac{1}{8\pi C_{екв}} = \frac{\omega Z_{б.п}}{8\pi} = 42 \text{ Н/м}.$$

Згідно (3), при товщині барабанної перетинки 0.1 мм [1] та густині 10^3 кг/м^3: $m_{б.п} = 6.4$ мг (поверхнева густина $\rho = 0.1$ кг/м^2), знаходимо $f_{01} \approx 1700$ Гц.

Висновки

В роботі зроблено детальний огляд сучасних даних з анатомії слухової системи, а саме зовнішнього, середнього, та внутрішнього вуха людини. Використовуючи ці дані проведено моделювання барабанної перетинки середнього вуха людини. За допомогою методу тимпанометрії визначено параметри коливальної системи середнього вуха: основну частоту коливань брабанної перетинки $f_{01} \approx 1700$ Гц, еквівалентну гнучкість $C_{екв} = 0.95 \cdot 10^{-3}$ м/Н, силу натягу барабанної перетинки $\tau = 42$ Н/м. Ці параметри можуть виступати в якості нових діагностичних параметрів методу тимпанометрії.Перспективою подальших досліджень є моделювання внутрішнього вуха людини.

Література

1. Brad A. Stach, Clinical Audiology: An Introduction, Delmar, Cengage Learning, Detroit, Michigan, 2010. 721 p. ISBN: 9780766862883.
2. Leo L. Beranek, Tim J. Mellow. Acoustics – Sound Fields and Transducers, San Diego: Elsevier – Academic Press, 2012. 721 p. **ISBN:** 9780123914217.
3. S. Naida, "Acoustic theory problems of speech production in the light of the discovery of the formula for the middle ear norm parameter," Proc. of IEEE 35th Int. Sc. Conf. Electronics and Nanotechnology (ELNANO), pp. 347-350, 21-24 April 2015, Kyiv, Ukraine.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Найда С.А.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра АтаАЕ, Київ, Україна

УДК 534.75

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ФОКУСУЮЧОГО ВИПРОМІНЮВАЧА ДЛЯ ВПЛИВУ НА ЗАВИТКУ ВНУТРІШНЬОГО ВУХА ЛЮДИНИ

Д.О. Ляшко
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна,
e-mail: dashulyazt@gmail.com

В даній статті проведено експериментальне дослідження фокусуючого випромінювача з акустичною лінзою, при його навантаженні на повітря й на воду. Проведені теоретичні розрахунки параметрів випромінювача та експериментально підтверджена працездатність даного типу перетворювача.

This paper describes the experimental research focusing emitter at loaded in the air and on the water, whereas focusing system is an acoustic lens. Theoretical calculations emitter parameters and experimentally confirmed the efficiency of this type of transducer.

Ключові слова:*акустична лінза, сфокусований ультразвук, слухова система***.**

Key words:*acoustic lens, focused ultrasound, auditory system..*

Вступ

Одним із способів безпосереднього впливу на завитку внутрішнього вуха людини для виклику слухових відчуттів є локальна дія на ділянки завитки з допомогою ультразвукової фокусуючої системи [1].

Ефективним методом фокусування є фазовий метод, який полягає у введенні заданого закону розподілу фази збуджуваного сигналу в межах апертури перетворювача. Одним з способів є застосування акустичних лінз, що дозволяє трансформувати плоскі хвилі в хвильові фронти, що збігаються, і використати при цьому в якості активних елементів – плоскі п'єзоелементи. Істотними перевагами застосування лінз є: ізоляція п'єзоелементів від рідини, відсутність можливості проникнення важких металів в організм людини.

1. Розрахунок основних параметрів випромінювача

Конструкція випромінювача складається з перетворювача, акустичної лінзи, корпусу та електричного провідника.

В якості матеріалу для п'єзоелемента обрана п'єзокераміка PZT – 8, для якої температура Кюрі – 300^0 C , а коефіцієнт електромеханічної зв'язку досягає 0.3 й більше. П'єзоелемент діаметром 20мм та товщиною 0.91мм .

Перетворення плоского хвильового фронту у фронт, що збігається можна здійснити за допомогою акустичної лінзи (рис.1) [2]. Така лінза виготовляється з твердого матеріалу, швидкість поширення ультразвуку в якому перевищує її значення в рідких середовищах. Тому твердотільні лінзи мають плосковвігнуту форму. Було обрано в якості матеріалу акустичної лінзи – полістирол зі швидкістю поширення ультразвуку 2150м / с .

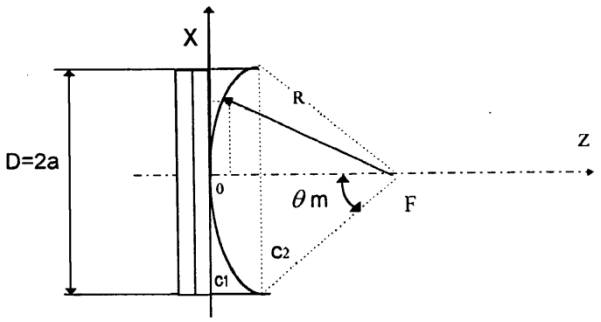


Рис. 1. Сферична лінза

Фокусна відстань лінзи визначається виразом [2]:

$$F = R / (1 - n), \tag{1}$$

де R - радіус кривизни лінзи; $n = c_2 / c_1$ – відношення швидкостей звуку в робочому середовищі і матеріалі лінзи - полістиролі.

За умови, що радіус кривизни $R = 20$мм, то фокусна відстань $F = 55$мм.

Одним з параметрів, що визначають якість фокусування системи, є коефіцієнт підсилення за тиском [2]:

$$K_p = \left|\frac{P_F}{P_S}\right| = kF(1-\cos) = \left(\frac{2\pi F}{\lambda}\right)(1-\cos\theta_m), \tag{2}$$

де P_F - звуковий тиск в центрі фокальної плями, P_S - звукового тиску на поверхні п'єзоперетворювача, θ_m - апертурний кут

Іншим важливим параметром фокусування є радіус дифракційного кружка (кружка Ері) [2]:

$$r = 0.61\frac{F\lambda}{a}. \tag{3}$$

Згідно розрахованій фокусній відстані (1), коефіцієнт підсилення за тиском (2) $K_p = 9.52$, радіус дифракційного кружка (3): $r = 2$ мм.

Розподіл амплітуди тиску вздовж вісі Z описується виразом:

$$|P(Z)| = |P_F| \cdot \left|\frac{\sin(kZ\frac{1-\cos\theta_m}{2})}{kZ\frac{1-\cos\theta_m}{2}}\right|, \tag{4}$$

а графік функції наведений на рис. 2.

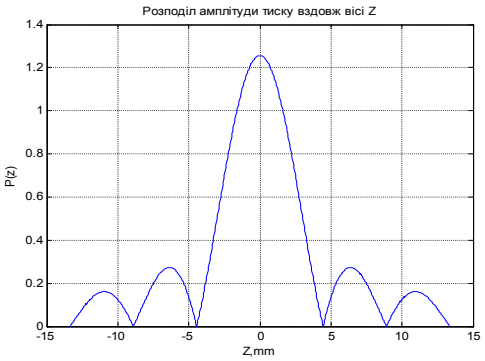


Рис.2 Розподіл амплітуди тиску вздовж акустичної вісі фокусуючої системи

Значення ±Zo, при яких P(Z) дорівнює нулю, визначають довжину фокальної зони й обчислюються зі співвідношення: $Z_0 = \frac{\lambda\pi}{2\pi} \cdot \frac{2}{1-\cos\theta_m} = \frac{\lambda}{1-\cos\theta_m}$.

2. Вимірювання амплітудно-частотних характеристик активної та реактивної складових електричного імпедансу п'єзоперетворювача

Наведемо методику експериментального дослідження фокусуючої системи.

ВЧ-напруга від генератора із заданою частотою і постійною амплітудою U_1, що підтримується, через баластний опір $R_б$ подається на п'єзоелемент. Вимірюється амплітуда напруги на п'єзоелементі U_2, та зсув фаз між напругою U_1 і U_2 (за допомогою цифрового фазометра) [3].

Активна та реактивна складові електричного імпедансу п'єзоперетворювача визначаються [3]:

$$R_a = R_б \frac{U_2}{U_1} \frac{\cos\phi - U_2/U_1}{\sin^2\phi + (\cos\phi - U_2/U_1)^2}, \qquad (5)$$

$$X_e = R_б \frac{U_2}{U_1} \frac{\sin\phi}{\sin^2\phi + (\cos\phi - U_2/U_1)^2}.$$

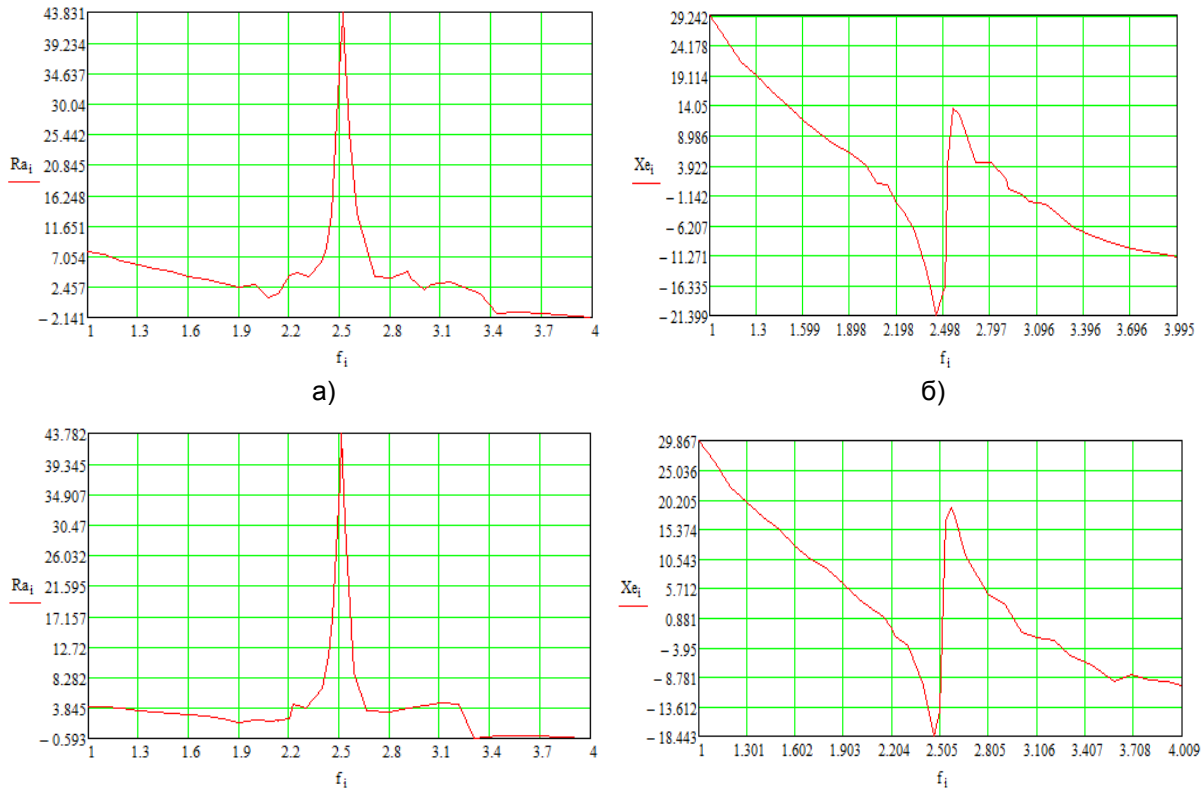


Рис. 3 Активна та реактивна складові електричного імпедансу п'єзоперетворювача в залежності від частоти f_i при випромінюванні у повітря (а,б) та у воду (в,г)

Добротність та коефіцієнт електромеханічного зв'язку п'єзокераміки перетворювача визначаються наступним чином [3]:

$$Q_a \approx \frac{f_0}{2\Delta f} \tag{6}$$

де f_0 робоча частота, а смуга $\Delta f = |f - f_0|$ по кривій $R_a(f)$ визначається на рівні 0.5;

$$k_t^2 = \frac{\pi^2}{8}\frac{1}{Q_a}\frac{R_{a0}}{X_{c0}}\ , \tag{7}$$

де активна $R_a = \frac{R_{a0}}{2}$, та реактивна $X_{c0} = \frac{1}{\omega_0 C_0} = X'(f_0)$. складові, які визначаються на резонансній частоті.

Згідно експериментальним даним, що наведені на рис.3, визначено:

- робочу частоту п'єзоперетворювача $f_0 = 2.51$ МГц ,
- акустичні добротності при випромінені у повітря $Q_a = 25.15$, та у воду $Q_a = 30.67$,
- коефіцієнт електромеханічного зв'язку п'єзокераміки при її навантаженні повітрям $k_t = 0.725$, та водою $k_t = 0.89$.

Висновки

В даній роботі було проведено експериментальне дослідження фокусуючого випромінювача, який складається з плоского п'єзоелемента та акустичної лінзи. За формулами для фокусуючої системи з лінзою розраховано фокусну відстань, коефіцієнт підсилення за тиском, та радіус дифракційного кружка. Отримано розподіл акустичного тиску перетворювача вздовж його вісі, та визначено протяжність фокальної зони. Експериментальним шляхом отримані, та оброблені, амплітудно-частотні характеристики електричного імпедансу п'єзоперетворювача. Таким чином, за всіма акустичними та електричними параметрами даний випромінювач придатний для локальної дії на ділянки завитки внутрішнього вуха людини. Перспективою подальших досліджень є експериментальне визначення розмірів фокальної зони та співставлення їх з теоретичними значеннями, що отримані в даній роботі.

Література

1. Розенблюм А. С. Сенсорное восприятие. Опыт исследования с помощью фокусированного ультразвука / Розенблюм А. С. –Л.: Наука, 1985. – 86 с.
2. Каневский И. Н. Фокусирование звуковых и ультразвуковых волн/ Каневский И. Н. -М.: Наука, 1977. – 336 с.
3. Дідковський В.С. П'єзоелектричні перетворювачі медичних ультразвукових сканерів: Навч. посібник / В. С. Дідковський, С. А. Найда. - К.: НМЦВО, 2000. - 178с.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Найда С.А.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра А та АЕ, Київ, Україна

УДК 534-14

РОЗРОБКА МІКРОФОННОГО ТРАКТУ ДЛЯ СИСТЕМ ПОВІТРЯНОЇ ШУМОПЕЛЕНГАЦІЇ

Р. Ю. Костюк, А. В. Козак, П. М. Ларін
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: r.ju.kostjuk@gmail.com

Розглянуто можливість практичної реалізації певних вузлів повітряних засобів виявлення безпілотних літальних апаратів (БПЛА) в частині отримання просторової вибірковості широкосмугової прийомної акустичної антени. Розроблено структурну схему мікрофонного тракту та запропоновано його технічну реалізацію.

Considered the possibility of practical implementation of the certain units of aerial sound location means for unmanned aerial vehicle (UAV) detection in terms of obtaining a spatial selectivity of broadband receiving acoustic antenna. A block diagram of the microphone path has been developed and a technical implementation has been proposed.

Ключові слова:*безпілотний літальний апарат, повітряний шумопеленгатор, кардіоїда.*

Key words:*unmanned aerial vehicle, aerial sound locator, cardioid.*

Вступ

Враховуючи сучасні темпи розвитку у розробці та впровадженні у обіг безпілотних літальних апаратів (так званих дронів) у широкому спектрі застосувань, актуальною є задача виявлення даних літальних апаратів. На сьогодні існують системи, які ведуть спостереження за БПЛА та виконують функції їх відслідковування [1].

Враховуючи вище викладене, виникає необхідність у створенні системи повітряної шумопеленгації, яка забезпечить можливість моніторингу простору та відслідковування БПЛА шляхом застосування акустичних методів пасивної локації. Головним пристроєм такої системи є прийомна акустична антена зі спрямованістю, що реалізована у широкій смузі частот та для отримання якої можливо затосувати методи електричного комбінування всенаправлених приймачів тиску [2]. На основі даних, представлених у роботі [3], було проведено теоретичні розрахунки, розроблено структурну схему приладу та запропоновано його схемотехнічну реалізацію.

Акустичні характеристики приладу

Силова установка дрону, що переміщується, створює достатній рівень шуму (близько 104..106 дБ [4]), який чутно навіть людським вухом. Проте для однозначного визначення координат дрону, необхідно застосовувати спрямовані прийомні акустичні антени, які складаються з лінійки однонаправлених модулів. Акустичні модулі у свою чергу формуються із всенаправлених приймачів тиску, що електрично комбіновані (рис. 1).

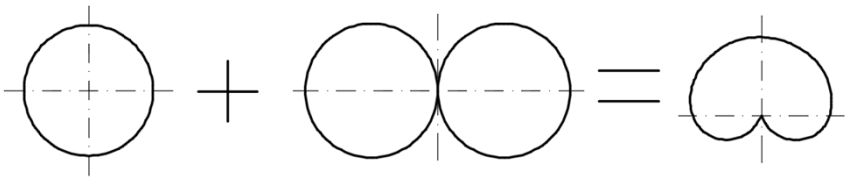


Рис. 1. Формування однонаправленої просторової характеристики прийому

Процес створення спрямованості групою приймачів оснований на фазових співвідношеннях у прийнятих акустичних хвилях, що сформовані геометрією антени, а також електричним внесенням фазово-амплітудного регулювання у прийомні канали з різними характеристиками направленості. Прилад, що розглядається, має вирішити поставлену задачу отримання односпрямованої характеристики направленості у вигляді кардіоїди з використанням електричного комбінування двох приймачів тиску (рис. 2).

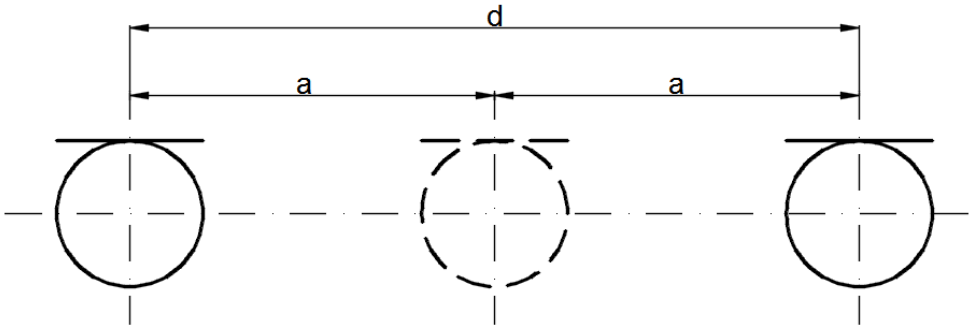


Рис. 2. Акустичний модуль, представлений двома приймачами тиску

Зокрема, у такому акустичному модулі формуванню підлягають два електричні канали: канал градієнту тиску з характеристикою направленості дипольного типу та канал всенаправленого прийому. Причому за фазовий центр антени обирається уявний приймач, який знаходиться на рівних відстанях між реальними приймачами тиску. Канал градієнту тиску формується створенням різниці миттєвих значень електричних сигналів від рознесених у просторі на відстані $d = 2a$ не більше чверті довжини хвилі приймачів тиску (рис. 3, а). Канал всенаправленого прийому може бути реалізовано електричним додаванням тих самих сигналів (рис. 3, б). Проте слід зауважити, що при певних хвильових розмірах, канал суми створює конкретну направленість, але її можна нівелювати величиною просторового рознесення приймачів тиску (для обраного частотного діапазону).

Якщо електрично додати сигнали з виходів цих двох каналів та пронормувати їх із урахуванням постійного множника 1/2, то можна отримати характеристику направленості $R(\vartheta)$ кардіоїдного типу, що визначається співвідношенням:

$$R(\vartheta) = \frac{1+\cos\vartheta}{2}. \qquad (1)$$

Важливою проблемою стає відмінність амплітудних та фазових співвідношень між сигналами у каналах градієнту тиску та всенаправленого прийому, що явно видно з наступного виразу (2) для вихідного сигналу $u_{вих}$:

$$u_{вих} = \frac{u_\Delta(r,t) + u_\Sigma(r,t)}{2} = u_0(r,t)\left(\frac{2 + kd \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}} \cdot \cos\vartheta}{2}\right), \quad (2)$$

де $u_\Delta(r,t)$ – сигнал каналу різниці, $u_\Sigma(r,t)$ – сигнал каналу суми, $u_0(r,t)$ – сигнал з уявного приймача, що розміщений у фазовому центрі антени, k – хвильове число.

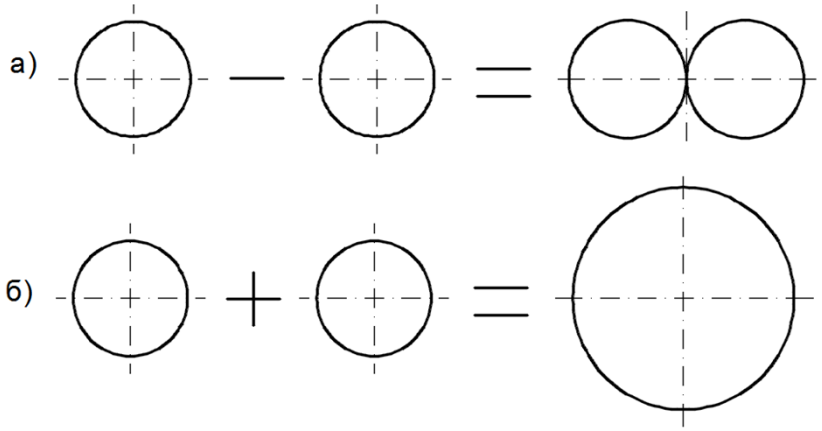


Рис. 3. Методи формування направленого (а) та всенаправленого (б) прийому

При цьому реалізувати співвідношення (1) за заданих хвильових розмірів стає неможливо і доводиться вносити амплітудно-фазову корекцію електричним шляхом. Відмінність у амплітуді сигналів залежить від хвильових розмірів антени, тому постає можливим розрахувати коефіцієнти підсилення, які необхідно вносити для нормування сигналів до однакового рівня. Проведені теоретичні розрахунки показують, що для компенсації фазового зсуву між каналами необхідно вводити затримку, близьку до 90 градусів.

Принцип роботи приладу за структурною схемою

На рис. 4 представлено структурну схему акустичного модуля для формування кардіоїдної характеристики направленості.

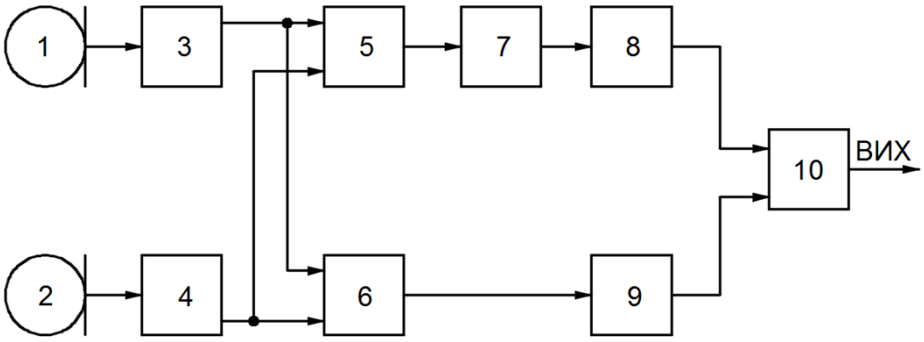


Рис. 4. Структурна схема мікрофонного тракту шумопеленгаторного модуля

Приймачі 1 та 2 розташовані у полі акустичного впливу і на них діє тиск, створюваний джерелом шуму. Оскільки їхня чутливість (близько $4 \div 6$ мВ/Па) та рівень сигналу є невеликими, то для забезпечення подальшої обробки сигналів їх необхідно підсилити. Для цього використано підсилювачі 3 та 4, які конструктивно побудовані на основі операційних підсилювачів з малим власним рівнем шумів. З отриманих підсилених сигналів формують два канали – суми та різниці – шляхом введення диференційного підсилювача 5 та суматора 6. Суматор вводить також амплітудну компенсацію шляхом ділення результату підсумовування на 2. Підсилювач 7 з коефіцієнтом підсилення $0 < K < \infty$ проводить більш точне налаштування амплітудного нормування каналів шляхом розрахунку конкретного значення коефіцієнта підсилення з урахуванням хвильових розмірів антени kd. Блоки 8 та 9 формують фазовий механізм компенсації, тобто вносять фазові затримки певної величини. Суматор 10 формує вихідний сигнал, величина якого у залежності від кута напрямку приходу акустичного сигналу описується співвідношенням (1).

Висновки

1. Розроблено структурну схему приладу з урахуванням компенсації амплітудних та фазових розбіжностей між каналами направленого та всенаправленого прийому.
2. Розроблено схемотехнічну реалізацію усіх вузлів та блоків приладу з урахуванням обраного частотного діапазону 300..500 Гц (на основі даних з [4]).
3. При проектуванні було використано відкриті джерела інформації.

Література

1. Baraniuk Ch. The no-drone zone: How to stop UAVs spying on us from above [Electronic resource] / Ch. Baraniuk // New Scientist. – 2015. – № 3019. URL: https://www.newscientist.com/article/dn27429-the-no-drone-zone-how-to-stop-uavs-spying-on-us-from-above/
2. Скребнев Г. К. Комбинированные гидроакустические приемники / Скребнев Г. К. – СПб.: Элмор, 1997. – 200 с.
3. Клюкин И. И. Акустические измерения в судостроении / И. И. Клюкин, А. Е. Колесников. – Ленинград: «Судостроение», 1968. – 403 с.
4. Самохин В. Ф. Экспериментальное исследование источников шумности беспилотного летательного аппарата с винто-кольцевым движителем в толкающей компоновке / В. Ф. Самохин, С. П. Остроухов, П. А. Мошков // Электронный журнал «Труды МАИ». – 2013. – № 70.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Коржик О. В.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 534.75

ИССЛЕДОВАНИЕ АКУСТИЧЕСКОЙ РОЛИ ЕВСТАХИЕВОЙ ТРУБЫ

А.В. Дамарад
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: nastya_damarad@mail.ru

Целью данной работы является исследование функции евстахиевой трубы с помощью метода акустической тимпанометрии на основе эквивалентной схемы среднего уха.

The intention of this work is to examine the function of the Eustachian tube using the tympanometry method based on the equivalent middle ear pattern.

Ключевые слова:*среднее ухо, евтахиева труба, тимпанометрия, тимпанограмма, эквивалентная схема среднего уха.*

Key words:*middle ear, Eustachian tube, tympanometry, tympanogram, equivalent middle ear pattern.*

Введение

Различные патологические процессы приводят к изменению характеристик среднего уха. На сегодняшний день ухудшение слуха всё чаще беспокоит не только людей пожилого возраста, но и новорождённых. В большинстве развитых стран при рождении ребёнка проводится первичный акустический скрининг, так как своевременное обнаружение снижения слуха позволяет обеспечить нормальное интеллектуальное развитие. Наиболее точную информацию о состоянии слуха можно определить только с помощью объективных методов исследования слуха.

Целью данной работы является определение акустических и механических параметров колебательной системы среднего уха, с учетом слуховой трубы, на нижней и верхей частотах многочастотной тимпанометрии.

Анатомия евстахиевой трубы

Евстахиева труба является важным элементом слуховой системы, системы соприкасающихся органов (нос, глотка, нёбо, среднее ухо, сосцевидные ячейки), выполняющая вентиляционную, барометрическую, дренажную, защитную и слуховую функцию. До сих пор евстахиева труба – мало изученный орган и является предметом исследований, о чём свидетельствуют современные публикации [1, 4].

Евстахиева труба состоит из трёх частей: перепончато-хрящевой, соединительной и костной [1]. Перепончато-хрящевая часть трубы составляет около 2/3 её длины; она открывается в носоглотку, имеет форму желоба и образована гиалиновым хрящом. С нижней стороны хрящ отсутствует, а вместо него имеется фиброзная ткань, образующая перепончатую пластинку [2]. Костная часть трубы составляет около 1/3 её длины; она открывается на

передней стенке барабанной полости. Просвет костной части имеет трёхгранную форму, а стенки образованы костной тканью пирамиды височной кости [2]. Соединительная часть трубы – та часть, где соединяются хрящевые и костные части; самая узкая часть просвета евстахиевой трубы. Внутренняя поверхность всех частей евстахиевой трубы покрыта слизистой оболочкой, выстланной мерцательным эпителием [3]. Ось евстахиевой трубы наклонена книзу и кнутри. С евстахиевой трубой связаны мышцы, которые способны изменять её просвет: мышца, напрягающая нёбную занавеску; мышца, поднимающая нёбную занавеску; трубно-глоточная мышца. В табл. 1 представлены параметры евстахиевой трубы для взрослых.

Таблица 1. Параметры евстахиевой трубы для взрослых

Параметр	Размер
Длина	30 – 40 мм
Отношение длины хрящевой и соединительной части к костной	2:1
Площадь соединительной части в поперечном сечении	0,65±0,19 мм^2
Площадь отверстия барабанной перегородки	18,63±5,48 мм^2
Ширина просвета в перепончато-хрящевой части	2 – 4 мм
Ширина просвета в соединительной части	менее 2 мм
Ширина просвета в костной части	2 – 6 мм
Глоточное отверстие	11,6 – 20 мм
Ось с сагиттальной плоскостью	45°
Ось с горизонтальной плоскостью	30°

Метод тимпанометрии

Основным методом исследования функции евстахиевой трубы среди объективных методов диагностики слуха является многочастотная тимпанометрия. Данный вид исследования возможно проводить даже новорожденным, что позволяет диагностировать некоторые заболевания с раннего возраста и судить о степени изменений в органе слуха. Тимпанометрия проводится с целью выявления некоторых видов нарушений слуха, носящие функциональный характер, так же исследование позволяет установить давление в среднем ухе, степень подвижности барабанной перепонки, состояние функции евстахиевой трубы, целостность и степень подвижности слуховых косточек. Объективная диагностика проводится посредством тимпанометров, которые делятся на скрининговые, клинические и педиатрические.

Процедура тимпаномертрии представляет собой введение зонда в наружный слуховой проход и создание герметичного уплотнения ушным вкладышем. Зонд содержит крошечный динамик, микрофон и воздушный насос. Воздушный насос изменяет диапазон давления воздуха (обычно от +200 даПа до -400 даПа) в слуховом проходе. Динамик вводит калиброванный тон в слуховой проход, который изменяется по частоте (226, 600 и 1000 Гц) и

громкости. В норме, большая часть звука, которую воспроизводит динамик, будет проходить через среднее ухо, в то время как меньшая часть звука будет отражаться назад от барабанной перепонки. Микрофон регистрирует уровень звукового давления, отражённый барабанной перепонкой и стенками слухового прохода. Полученные данные о суммарном значении физического объёма внешнего слухового прохода и эквивалентном объёме среднего уха отображаются графически на тимпанограммах [4]. Тимпанограммы классифицируются по типам в соответствии с формой тимпанометрического следа.

Модель среднего уха

Как было уже указано, евстахиева труба является органом среднего уха. Поэтому, для исследования функции слуховой трубы воспользуемся моделью среднего уха [5].

Среднее ухо человека представляет собой механоакустическую систему. Механическая часть этой системы представлена барабанной перепонкой и соединённой с ней системой косточек, а акустическая часть – барабанной полостью, объем которой составляет 1 см^3, и соединённой с ней евстахиевой трубой (рис.1,а).

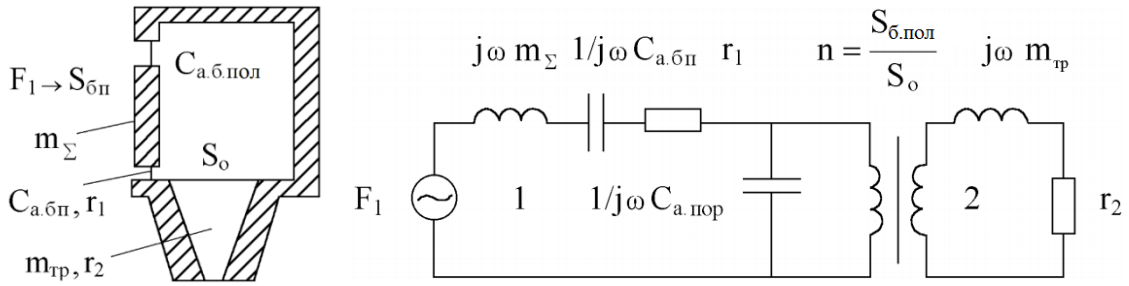


Рис. 1. Механическая (а) и электрическая (б) модель среднего уха человека [5]:

$S_{бп}$ и S_0 – площадь барабанной перепонки и отверстия из барабанной полости в евстахиеву трубу соответственно; r_1 – сопротивление потерь в результате передачи звуковой энергии через цепь слуховых косточек во внутреннее ухо; r_2 – сопротивление потерь колеблющегося воздуха на трение о стенки евстахиевой трубы; $m_{тр}$ – масса воздуха, движущегося как единое целое в евстахиевой трубе; m_Σ – суммарная масса косточек и барабанной перепонки; $C_{а.б.пол}$, $C_{а.б.п}$ – акустические гибкости барабанной полости и перепонки соответственно [5].

На рис. 1,б приведена эквивалентная схема электрического аналога среднего уха, которая представляет собой два связанных контура. Элементом связи является барабанная полость. При этом масса косточек, гибкость барабанной перепонки и барабанной полости, и активная составляющая акустического сопротивления создают последовательный резонансный контур, а гибкость барабанной полости и эквивалентная масса воздуха в слуховой трубе – параллельный контур [5].

Определим параметры эквивалентной модели среднего уха на верхней (1000 Гц) и нижней (226 Гц) частотах многочастной тимпанометрии.

Выберем для взрослых, согласно табл.1: длину трубы $l_{тр} = 37$ мм, площадь отверстия из барабанной полости в евстахиеву трубу $S_0 = 28$ мм^2, площадь барабанной полости $S_{б.пол} = 64$ мм^2, и суммарную массу косточек и барабанной перепонки $m_{\Sigma} = 64 \cdot 10^{-6}$ кг. Поскольку евстахиева труба соединена с носоглоткой отверстием малого диаметра, то её объём будем определять, как объём конуса: $V_{тр} = \frac{1}{3} S_0 l_{тр} = 345$ мм^3. Масса воздуха в трубе, которая двигается как единное целое, равняется $m_{тр} = \rho_0 V_{тр} = 4{,}15 \cdot 10^{-7}$ кг, где $\rho_0 = 1{,}2 \ \frac{\text{кг}}{\text{м}^3}$ – плостность воздуха. Коэффициент трансформации при этом составляет $n = \frac{S_{б.пол}}{S_0} = 2{,}3$.

Сравнив реактивные компоненты контура 2 для верхней частоты многочастотной тимпанометрии $f_1 = 1000$ Гц: $\omega_1 \cdot m_{тр} \cdot n^2 = 1{,}38 \cdot 10^{-2} \ \frac{\text{кг}}{\text{с}}$ ($\omega = 2\pi f$) и $\frac{1}{\omega_1 c_{а.б.пол}} = 9{,}09 \cdot 10^{-2} \ \frac{\text{кг}}{\text{с}}$, где $c_{а.б.пол} = \frac{V_{а.б.пол}}{\rho_0 c_0^2 S_{б.пол}^2} = 1{,}75 \cdot 10^{-3} \ \frac{\text{с}^2}{\text{кг}}$ – акустическая гибкость барабанной полости ($c_0 = 340 \ \frac{\text{м}}{\text{с}}$ – скорость звука в воздухе, $V_{а.б.пол} = 1$ см^3 – объём барабанной полости), получим, что $\omega_1 \cdot m_{тр} \cdot n^2 \ \square \ \frac{1}{\omega_1 c_{а.б.пол}}$ приблизительно в 7 раз.

Найдем остальные параметры эквивалентной схемы среднего уха: $r_2 \cdot n^2 = \frac{\rho_0}{4\pi c_0} \omega_1^2 \cdot S_0^2 \cdot n^2 = 4{,}8 \cdot 10^{-5} \ \frac{\text{кг}}{\text{с}}$; $\left| j\omega_1 m_{\Sigma} \right| = \omega_1 m_{\Sigma} = 0{,}402 \ \frac{\text{кг}}{\text{с}}$; $\frac{1}{\omega_1 c_{б.п}} = 0{,}168 \ \frac{\text{кг}}{\text{с}}$; $r_1 = 0{,}41 \cdot 10^8 \ \frac{\text{кг}}{\text{с} \cdot \text{м}^4} \cdot S_{б.п}^2 = 0{,}168 \ \frac{\text{кг}}{\text{с}}$ при $S_{б.п} = 64$ мм^2, где $c_{б.п} = \frac{V_{б.п}(226)}{\rho_0 c_0^2 S_{б.п}^2} = 9{,}5 \cdot 10^{-4} \ \frac{\text{с}^2}{\text{кг}}$ – гибкость барабанной перепонки ($V_{б.п}(226) = 0{,}54$ см^3 – объём барабанной перепонки).

Теперь рассчитаем параметры для нижней частоты $f_2 = 226$ Гц: $\omega_2 \cdot m_{тр} \cdot n^2 = 3{,}1 \cdot 10^{-3} \ \frac{\text{кг}}{\text{с}}$; $\frac{1}{\omega_2 c_{а.б.пол}} = 0{,}4 \ \frac{\text{кг}}{\text{с}}$; $r_2 \cdot n^2 = \frac{\rho_0}{4\pi c_0} \omega_2^2 \cdot S_0^2 \cdot n^2 = 2{,}5 \cdot 10^{-6} \ \frac{\text{кг}}{\text{с}}$.

Если воспользоваться выражением $Z_a = \frac{\rho_0 c_0^2}{\omega V_{екв}} \left[\frac{\text{кг}}{\text{с} \cdot \text{м}^4} \right]$, то получим:

1) для слуховой трубы акустический импеданс $Z_{a1} = \frac{\rho_0 c_0^2}{\omega_1 V_{екв}} = 6{,}4 \cdot 10^7 \ \frac{\text{кг}}{\text{с} \cdot \text{м}^4}$;

$Z_{a1} \cdot S_0^2 = 5{,}02 \cdot 10^{-3} \ \frac{\text{кг}}{\text{с}}$.

2) для барабанной полости акустический импеданс $Z_{a2} = \frac{\rho_0 c_0^2}{\omega_2 V_{екв}} = 2{,}2 \cdot 10^7 \ \frac{\text{кг}}{\text{с} \cdot \text{м}^4}$;

$Z_{a2} \cdot S_0^2 = 9 \cdot 10^{-2} \ \frac{\text{кг}}{\text{с}}$.

Переведём полученные величины в акустические: $r_{2ак} \cdot n^2 = \frac{r_2 \cdot n^2}{S_0^2} = 6{,}12 \cdot 10^4 \ \frac{кг}{с \cdot м^4}$;

$m_{тр.а} = \frac{m_{тр}}{S_0^2} = 5{,}29 \cdot 10^2 \ \frac{кг}{м^4}$; $\omega_1 \cdot m_{тр.а} \cdot n^2 = 1{,}76 \cdot 10^7 \ \frac{кг}{с \cdot м^4}$; $c_{а.б.п} = c_{б.п} S_{б.п}^2 = 7{,}19 \cdot 10^{-12} \ \frac{с^2 \cdot м^4}{кг}$;

$\frac{1}{\omega_1 c_{а.б.п}} = 2{,}2 \cdot 10^7 \ \frac{кг}{с \cdot м^4}$.

Выводы

В работе рассмотрено анатомическое строение евстахиевой трубы, рассмотрен основной метод исследования функции евстахиевой трубы – тимпанометрия. Современные методы исследования позволяют диагностировать развитие некоторых заболеваний или нарушение органов слуха. Для исследования функций среднего уха была выбрана электромеханическая модель среднего уха и определены основные её параметры. Поскольку евстахиева труба до сих пор является мало изученным органом, то получение и обработка массива многочастных тимпанограмм является перспективным методом дальнейшего изучения данного элемента среднего уха.

Литература

1. Sahley Tony L. Basic Fundamentals in Hearing Science / Tony L. Sahley, Frank E. Musiek. - San Diego: Plural Publishing, 2014. - 686 p. ISBN: 9781597565493.
2. Боярчук Е. Д., Виноградов А. А., Шейко В. И., Виноградов О. А. Анатомия, физиология и патология органа слуха: Учебное пособие для студентов высших учебных заведений (пробный вариант). – Луганск: Альма-матер, 2007. – 89 с.
3. Лагутина Т. В. Развитие и строение слуховой трубы человека. Кафедра нормальной анатомии БМГУ, 2005.
4. Stach Brad A. Clinical Audiology: An Introduction / Brad A. Stach. - Detroit, Michigan: Delmar, Cengage Learning, 2010. -788 p. - ISBN: 9780766862883.
5. Найда С. А. Формула середнього вуха людини в нормі. Відбиття звуку від барабанної перетинки / С. А. Найда // Акустичний вісник. -2002. -Том 5. -N 3. -С. 46 – 51.

Рекомендовано к публикации: д.т.н., проф. Найда С.А..

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет электроники, кафедра А и АЭ, Киев, Украина

УДК 534-14

ВИЗНАЧЕННЯ ВЕКТОРНОГО ПОЛЯ ІНТЕНСИВНОСТІ В ХВИЛЕВОДІ

М.О.Ярошенко, О.С.Чайка
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: yaroshenkom13@gmail.com

Стаття присвячена питанням розрахунку і формуванню векторного поля інтенсивності звуку в мілкому морі. Показані локальні вихрові структури та визначено характер їхнього змінення в залежності від частоти збурення звуку акустичного сигналу та параметрів хвилеводу - мілкого моря. Наведено результати розрахунку та показані точки сингулярності для сукупності перших нижчих мод звукового поля.

Article was dedicated to questions of calculated and was formed intensity's vector field in a shallow water. Was showed local curl points and was determined character of theirs changes a depend of oscillation frequency and waveguides dimension. Was obtained calculation's results and was showed singular point for two low mod.

Ключові слова: *хвилевод,інтенсивність, точки сингулярності, мода.*

Key words: *waveguide, shallow water, intensity, singular point, mode.*

Вступ

Розвиток проблематики звукопідводного зв'язку в мілких морях вимагає розширення області розуміння того, як утворюються і формуються акустичні поля в ситуації, коли абоненти знаходяться на різних горизонтах.

На цей час існує достатньо великий перелік робіт, що описують ситуації формування акустичних полів в хвилеводах мілкого моря для стандартних моделей хвилеводу з урахуванням особливостей поля вектора інтенсивності. До таких робіт слід віднести роботи [1,3,4,5], в яких показані очікувані ситуації порушення однорідної структури акустичного поля в хвилеводі та надані певні пояснення, щодо вказаних структурних змін. Слід відзначити, що роботи в основному [2,3] присвячені ідеалізованим хвилеводам з абсолютно жорсткими границями. При цьому [2,5] зафіксовані точки сингулярності у вигляді періодичних локально визначених структур. Первинне пояснення можливим ситуаціям виникненням таких структур наведено в роботах [1,4,5]. При цьому визначаються неоднорідності типу "вихор" і "сідло".

Невелика кількість розрахункових даних та відносно спрощене пояснення природи виникнення ефектів "зникнення" корисних сигналів в хвилеводі визначили необхідність розвитку вказаних напрямків роботи та конкретизації причин порушення або погіршення контактних ситуацій в мілкому морі. Ціллю цієї роботи є створення програмного продукту та

аналіз векторних полів інтенсивності в хвилеводі з комбінованими границями. Актуальність роботи визначається необхідністю підвищення якості режимів роботи звукопідводних засобів зв'язку та розвинення розуміння щодо формування вказаних полів в мілкому морі.

Постановка задачі та проведення розрахунків

Розглядається система випромінювач-прийомник в мілкому морі з комбінованими границями. Модель хвилеводу відповідає класичній [6] та передбачає:

1. Джерело звуку рухоме та може змінювати горизонт руху;
2. Прийомник представляє стаціонарний звукопідводний пристрій, що знаходиться на дні;
3. Режим роботи джерела неперервний.

Відповідно до граничних умов комбінованого типу:

$$p = \rho_0 \frac{d\varphi}{dt}\bigg|_{z=H} = 0 \qquad v_n = -\frac{d\varphi}{dn}\bigg|_{z=0} = 0$$

та форми запису звукового потенціалу для точкового джерела [2,6] визначається формулою[1]:

$$\varphi_n = \frac{jv_0}{2H}\sum_{n=0}^{\infty} H_0^{(1)}(k_n x)\cos\left[\frac{(2n+1)\pi}{2H} z_0\right]\cos\left[\frac{(2n+1)\pi}{2H} z\right]\mathrm{e}^{-i\omega t} \qquad (1)$$

де v_0 - коливальна швидкість;

k_n - хвильове число, що для комбінованих границь для кожної моди коливань записується в наступному вигляді:

$$k_n = k_0\sqrt{1-\left(\frac{(2n+1)\lambda}{4H}\right)^2} \qquad (2)$$

H - глибина хвилеводу;

r - відстань від точкового джерела до приймача;

z - положення приймача;

z_0 - положення випромінювача .

З урахуванням можливості використання символічного методу та шляхом використання формули приходимо до отримання значень вектора інтенсивності в координатах x та z для плоского хвилевода за формулою:

$$\vec{I}(\mathrm{r}) = \frac{1}{4}\left[\vec{p}(\mathrm{r})\vec{v}^{*}(\mathrm{r}) + \vec{p}^{*}(\mathrm{r})\vec{v}(\mathrm{r})\right]$$

Розрахунку підлягають значення тиску, коливальної швидкості та інтенсивності відповідно до відомих співвідношень [7] із з'ясуванням наступних обставин :

1) $\mathrm{Re}(\mathrm{p}(\mathrm{r}_0, z_0)) = \mathrm{Im}(\mathrm{p}(\mathrm{r}_0, z_0)) = 0;$

2) $$\begin{aligned} &\mathrm{Re}(\mathrm{v}_r(\mathrm{r}_0, z_0)) = \mathrm{Im}(\mathrm{v}_r(\mathrm{r}_0, z_0)) = 0, \\ &\mathrm{Re}(\mathrm{v}_z(\mathrm{r}_0, z_0)) = \mathrm{Im}(\mathrm{v}_z(\mathrm{r}_0, z_0)) = 0; \end{aligned}$$

3) фаза тиску та коливальної швидкості в точці (r_0, z_0) відрізняються на непарне число $\pi / 2$;

4) комбінація двох попередніх випадків.

Забезпечення розрахунків з наведених міркувань мають забезпечуватись програмним продуктом середовища Matlab з використанням принципів векторного подання результатів розрахунків.

В програмному продукті сформовані цикли для побудови поля інтенсивності при зміні положення джерела, частоти випромінювання та розмірів хвилевода. Програма здійснює пошуки локальних мінімумів інтенсивності навколо яких відбувається обертання векторів. Можлива побудова перерізів поля в критичних точках та дослідження поводження тиску, компонентів коливаньої швидкості та інтенсивності. Програма дозволяє отримати координати точок локальних мінімумів та значення фізичних характеристик в цих точках. Також можливе дослідження характеристик поля для будь-яких перерізів поля.

В результаті використання розробленого програмного продукту для вихідних даних: глибина хвиледова H=70 м, номер мод для дослідження: n_1 □ 1; n_2 □ 2, частота випромінювання f=(30, 32) Гц, положення джерела z=35 м, були отримані наступні результати:

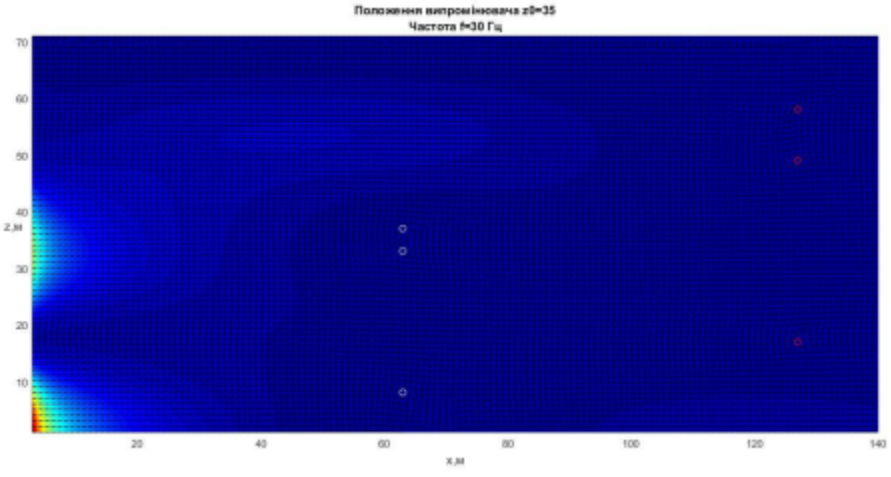


Рис.1

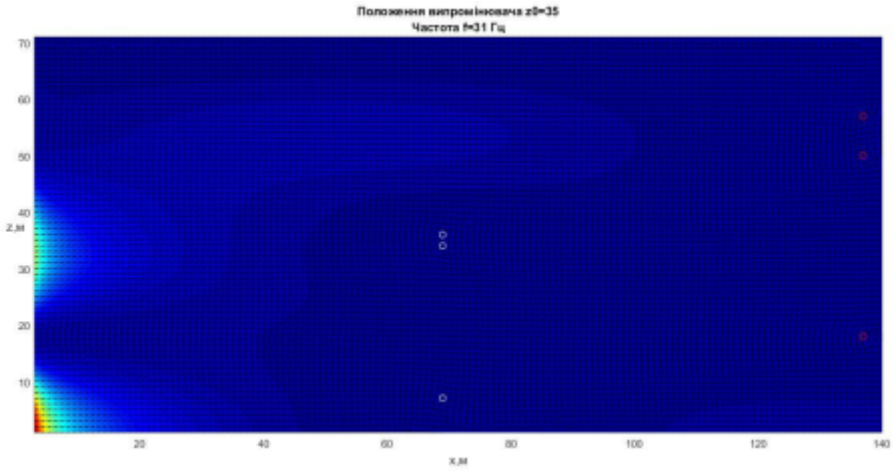


Рис.2

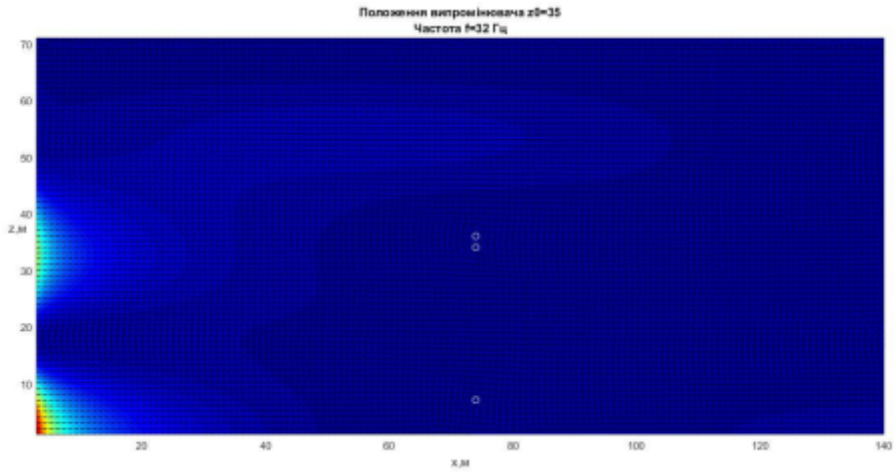


Рис.3

Червоним кольором відмічені точки локальних мінімумів навколо яких відбувається вихороутворення і рух вихору проти годинникової стрілки, білим - якщо рух за годинниковою стрілкою.

Як видно з отриманих результатів акустичне поле характеризується значною нерівномірністю як в частині значень інтенсивності(ступінь градації інтенсивності спадає від оражевого до фіолетового кольору) так і по місцях розташування точок сингулярності. Фактично в ділянках на рис.1-3 області сингулярності розміщуються періодично, просторовий період виводиться з співвідношення(3) . Напрям обертання є періодичним. В областях вихороутворення відбувається суттєве зменшення інтенсивності, що характеризує, очевидно, зони простору в яких поле суттєво послаблюється. Таким чином навіть на малих відстанях можливі ситуації втрати каналу зв'язку зазначеної при абонентів.

$$T = \frac{\pi}{k_1 - k_2} \qquad (3)$$

Максиму поля роташовані в областях розміщення джерела. При цьому,результуючий потік звукової енергії долає шлях не прямолінійний, а викривлений, навіть враховуючи регулярний характер хвилеводу.

Висновки

В результаті досліджень встановлено:

1. Акустичне поле ненаправленого джерела формує в хвилеводі з комбінованими границями періодичну структуру з локальним вихороутворенням.
2. Області сингулярності розташовані парами в вертикальних перетинах, періодично для всіх точок ближньої зони хвилеводу.

Фізичними причинами виникнення локальних зон вихороутворення очевидно є напрямки та величини коливальної швидкості часток середовища в даних перетинах.

Література

1. Гордиенко В.А., Гордиенко Т.В.,Краснописцев Н.В., Некрасов В.Н., Векторно-фазовые методы и создание перспективных акустических систем нового поколения // ВМУ Физика.Астрономия №2.-2014.-1-21 с.
2. Сташкевич А.П., Акустика моря – Санкт-Петербург: Судостроение, 1966. –359 с.
3. Ластовенко О.Р., Лисютин В.А, Особенности векторных акустических полей в волноводах мелкого моря// Збірник наукових праць СНУЯЕтаП.-2014.-192-198 с.
4. Щуров В.А., Кулешов В.П., Черкасов А.В., Вихревые свойства вектора акустической интенсивности в мелком море // Акустический журнал.-2011.-т. 57, №6- 837-843 с.
5. Chien C.F Singular points on intensity streamlimes in two-dimensional sound fields/ Chien C.F , Waterhouse R.V.// J.Acoustic Soc. Am.-1997.-V.101.-N 2.-P. 705-712.
6. Методические указания к самостоятельной работе по курсу “Теоретические основы гидроакутики” для студентов дневной формы обучения/ Сост. Карновский, В.М. Пьянов.-Киев:КПИ, 1988.-60 с.
7. Гринченко В.Т., Вовк І.В., Маципура В.Т. Основы акустики-Киев:Наукова думка, 2007.-с.640

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф.. Коржик О.В.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра А та АЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

РОЗРАХУНОК ДЕВІЯЦІНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛІВ ЗАНУРЕНОГО ДЖЕРЕЛА В УМОВАХ ЛОКАЛЬНО-ВИХОРОВІ СТРУКТУРИ АКУСТИЧНОГО ПОЛЯ В ХВИЛЕВОДІ

О. С. Чайка, М. О. Ярошенко
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: Sanya_Rouge@mail.ru

У роботі розглянуто питання відповідності змінення частоти сигналу, що випромінюється рухомим джерелом, а приймається нерухомим приймачем у мілкому морі, модель якого подано плоским хвилеводом з комбінованими границями.

We consider the compatibility changing frequency emitted by mobile sources, and adopted a fixed receiver in a shallow sea, which presents a model flat waveguide with combined borders.

Ключові слова:*акустичне поле, дальність, вихор, частота, девіяція частоти, мода.*

Key words:*acoustic field range, vortex, frequency, frequency deviation, mode.*

Вступ

Сучасні задачі підводної комунікації та задачі класифікації підводних та надводних об’єктів передбачають вивчення векторних і скалярних характеристик сформованих у мілких морях акустичних полів. На цей час у літературі досить широко представлені наукові праці, що присвячено векторно-фазовим методам дослідження структури акустичного поля в мілких морях, та вказані напрямки класифікації підводних об’єктів. До таких робіт віднесемо [1-3] та [4].

Так, у роботі [4] клас підводного об’єкта прив’язано до зміни частотних характеристик сигналу, що приймається абонентом, у порівнянні з сигналом кореспондента. Проте чітких закономірностей у цьому питанні не виявлено. Очевидно, суттєвий вплив на роботу абонентів має структура акустичного поля у хвилеводі, що може бути збагачена локально-вихровими областями. Тому актуальність роботи не викликає сумніву. А метою роботи є встановлення вихідних особливостей зв’язку девіяції частоти, що фіксується приймачем, з наявністю локально-вихрових областей.

Постановка задачі

Нехай у класичному плоскому хвилеводі з комбінованими границями, що представляє мілке море, існують рухоме джерело і нерухомий приймач. Визначення швидкості змінення фази (або за часом, або за відстанню) має очевидно привести до можливості описати ситуацію прийому створеного джерелом сигналу з урахуванням його модової структури.

Вихідним виразом для дослідження є формула для звукового потенціялу в хвилеводі з акустично м’якою (поверхня) та акустично твердою (дно) границями [5]:

$$\varphi(x,z) = -\frac{jv_0}{2H}\sum_{n=0}^{\infty} H_0^{(1)}(k_n x)\cos\left[\frac{(2n+1)\pi}{2H}z_0\right]\cos\left[\frac{(2n+1)\pi}{2H}z\right], \quad (1)$$

де v_0 – об'ємна швидкість точкового джерела;

z_0 та z – глибина розташування джерела та приймача відповідно;

H – глибина хвилеводу (товщина шару води);

K_n – хвильове число n-тої моди.

Аналіз вихідного виразу для однієї моди

Поданий вираз (1) дозволяє, переходячи до тиску, визначити швидкість змінення фази в умовах дисперсії хвилеводу. Отже,

$$F(x,z) = \omega - \Omega_д. \quad (2)$$

Другий доданок є девіяцією частоти сигналу, зафіксованого приймачем, і визначається як:

$$\Omega_д = V_{дж}\frac{2}{\pi x\left[\left(J_0^{(1)}(k_0 x)\right)^2 + \left(N_0^{(1)}(k_0 x)\right)^2\right]}. \quad (3)$$

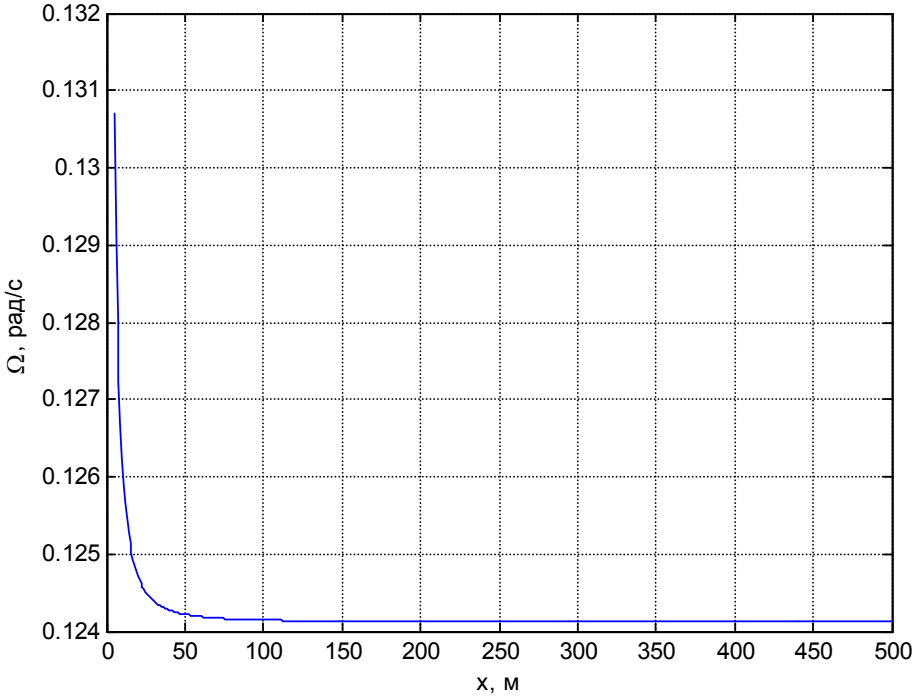


Рис.1 Девіяція частоти для нульової моди у хвилеводі

На рис. 1 наведено графік для частоти девіяції залежно від відстані між абонентом та кореспондентом по вісі OX. Параметри хвилеводу: H=40м, частота хвилі-носія f=60 Гц, висота джерела над дном z_0=20м, швидкість руху джерела $V_{дж}$=1 м/с. Подальший аналіз будемо вести саме для таких параметрів.

Аналіз вихідного вирізу для двох мод

Розглянемо випадок із двома модами (перша та друга). Маємо вираз для тиску:

$$p(x,z)=\frac{\omega\rho V_0}{2H}\left(H_0^{(1)}(k_1x)C_1(z)+H_0^{(1)}(k_2x)C_2(z)\right), \tag{4}$$

де

$$C_n(z)=\cos\left[\frac{(2n+1)\pi}{2H}z_0\right]\cos\left[\frac{(2n+1)\pi}{2H}z\right]. \tag{5}$$

Провівши аналогічні випадку з однією модою перетворення, одержимо наступне:

$$\Omega_{\partial}=V_{\partial ж}\,[Dev1+Dev2]\,, \tag{6}$$

де

$$Dev1=\frac{\frac{2}{\pi x}\left(C_1^2(z)+C_2^2(z)\right)}{\left[\left(J_0^{(1)}(k_1x)C_1(z)+J_0^{(1)}(k_2x)C_2(z)\right)^2+\left(N_0^{(1)}(k_1r)C_1(z)+N_0^{(1)}(k_2r)C_2(z)\right)^2\right]}, \tag{7}$$

$$Dev2=\frac{C_1(z)C_2(z)k_1\left(J_1^{(1)}(k_1x)N_0^{(1)}(k_2x)-J_0^{(1)}(k_2x)N_1^{(1)}(k_1x)\right)}{\left[\left(J_0^{(1)}(k_1x)C_1(z)+J_0^{(1)}(k_2x)C_2(z)\right)^2+\left(N_0^{(1)}(k_1r)C_1(z)+N_0^{(1)}(k_2r)C_2(z)\right)^2\right]}+$$
$$+\frac{C_1(z)C_2(z)k_2\left(J_1^{(1)}(k_2x)N_0^{(1)}(k_1x)-J_0^{(1)}(k_1x)N_1^{(1)}(k_2x)\right)}{\left[\left(J_0^{(1)}(k_1x)C_1(z)+J_0^{(1)}(k_2x)C_2(z)\right)^2+\left(N_0^{(1)}(k_1r)C_1(z)+N_0^{(1)}(k_2r)C_2(z)\right)^2\right]}. \tag{8}$$

Якщо обнулити $C_2(z)$ – вертаємося до виразу для однієї моди. Як видно з формул (7) та (8), виникає залежність від положення джерела та приймача по вісі OZ.

Для подальшого аналізу скористаймося результатами обчислень структури поля в запропонованому хвилеводі для суми двох мод: першої та другої.

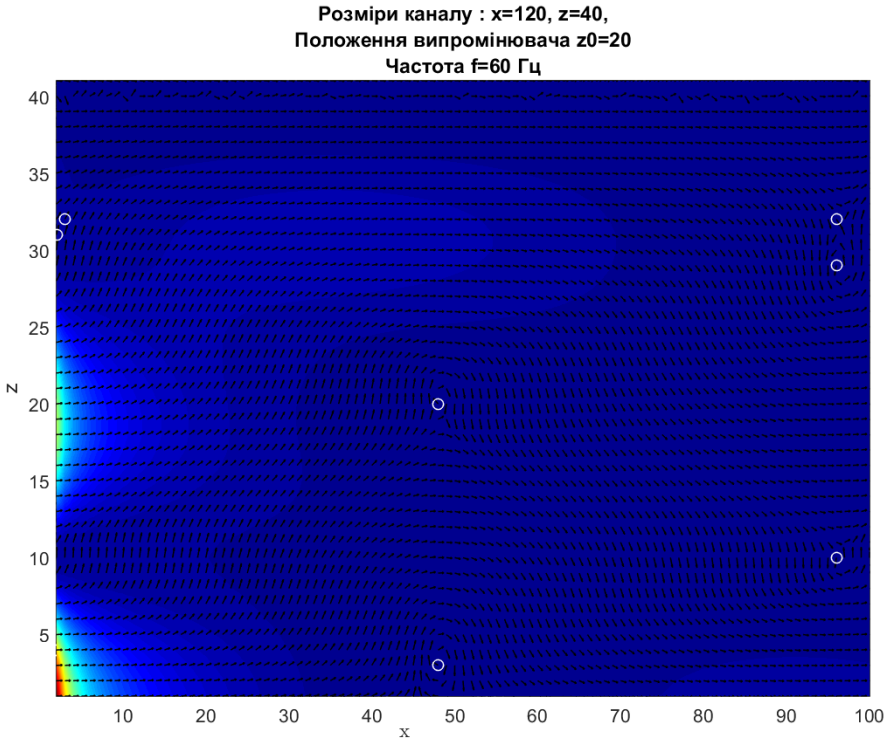


Рис. 2. Векторне поле інтенсивності в хвилеводі

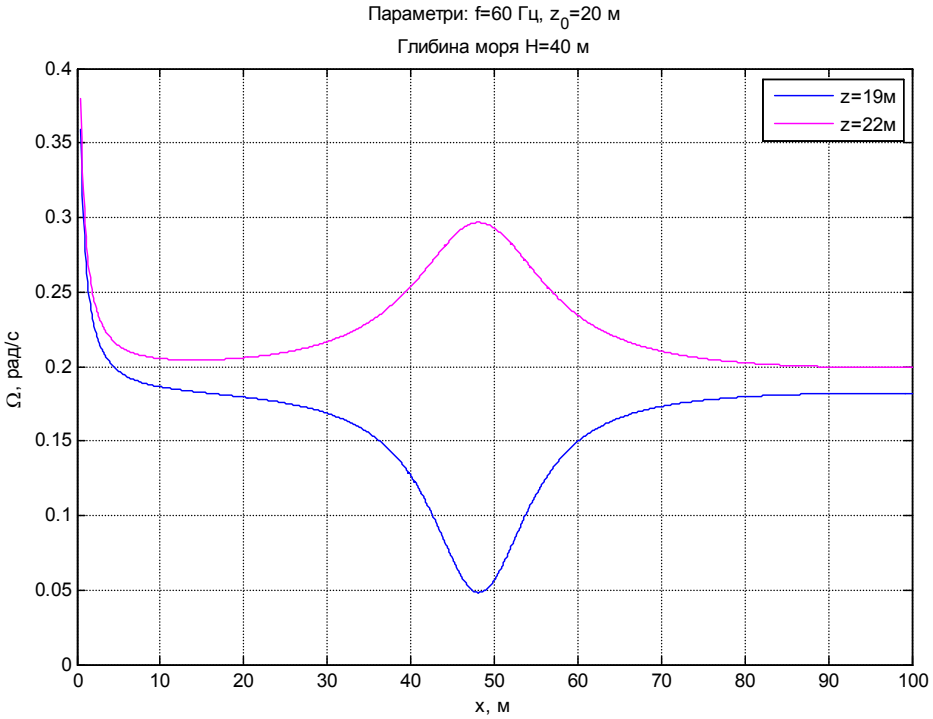


Рис.3. Девіяція частоти коло вихору, що обертається за годинниковою стрілкою

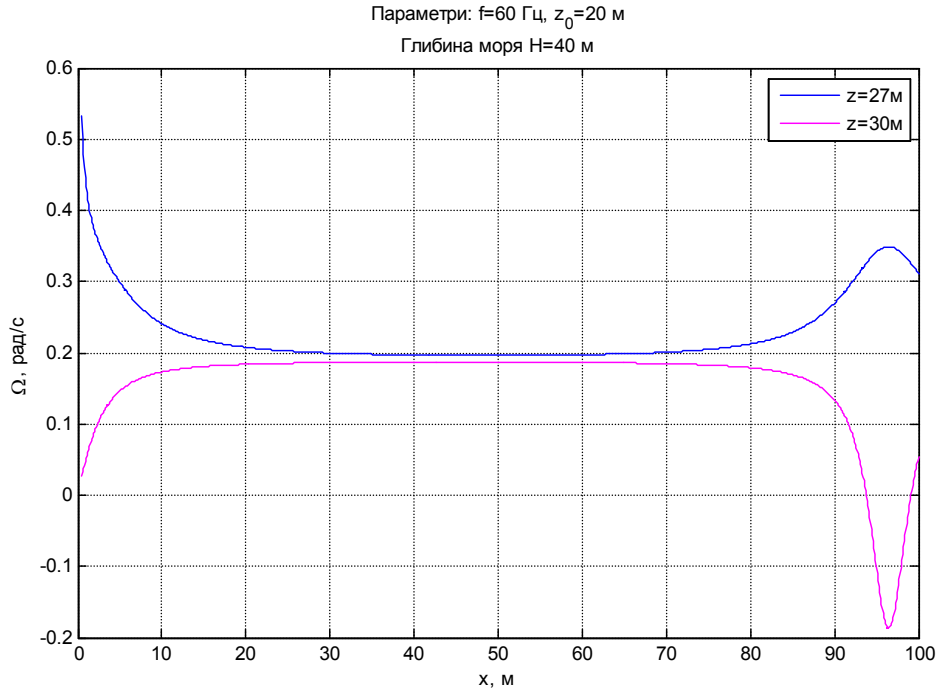


Рис.4. Девіяція частоти коло вихору, що обертається проти годинникової стрілки

Розрахунки на рис.2 показують локально-вихрові області, при чому для тих, що лежать у межах від 40 до 50 м, обертання за годинниковою стрілкою, а для тих, що в межах від 90 до 100 м, – проти.

На рис.3 приведено графік девіяції частоти Ω_∂ для положення приймача на глибині z=22 м і z=19 м. На рис.4 приведено графік девіяції частоти Ω_∂ для положення приймача на глибині z=30 м та z=27м. Характерні сплески ділянок девіяційної характеристики для кожного графіку відповідають положенню та напрямку обертання вихорів. При цьому величина девіяції збільшується приблизно на 6 дБ для позитивного сплеску та на -12 дБ для негативного сплеску.

Висновки

У результаті виконаної роботи встановлено:

1. Наявність вихрових структур у хвилеводі суттєво впливає на характер девіяційної характеристики сигналу. Це проявляється в появі на девіяційній характеристиці сплесків, полярність яких відповідає напрямку обертання вихору.

2. Величина, полярність та характер сплесків девіяційної характеристики залежить від глибини розташування джерела.

Тобто вказані закономірності (як вихідні) можуть описувати зв'язок змінення характеру девіяційної залежності з глибиною джерела, а отже відповідають певному класу кореспондента.

Література

1. Гордиенко В. А. Векторно-фазовые методы и создание перспективных акустических систем нового поколения / Т. В. Гордиенко, В. А. Гордиенко, Н. В. Краснописцев, В. Н. Некрасов // ВМУ. Серия 3. ФИЗИКА. АСТРОНОМИЯ. – 2014. – №2. – с. 3-21.
2. Лобанов В. Н. Пространственно-частотное распределение интенсивности широкополосного звука в мелком море / В. Н. Лобанов, Ю. В. Петухов // Акуст. журн.. – 1993. – №6. – с. 1093-1106.
3. Бесседина Т. Н. Определение глубины источника звука в мелком море на фоне інтенсивного шума / Т. Н. Бесседина, Г. Н. Кузнецов, В. М. Кузькин, С. А. Пересёлков //Акуст. журн. – 2015. – №6. – с. 718-728.
4. Гордиенко В. А. Векторно-Фазовые методы в акустике – Москва: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 480 с.
5. Сташкевич А. П. Акустика моря/– Ленинград: Судостроение, 1966. – 350 с.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Коржик О.В.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра А та АЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРИЛАДУ ВИМІРЮВАННЯ ІНТЕНСИВНОСТІ ЗВУКУ ТА ФОРМУВАННЯ ПРОСТОРОВОЇ ВИБІРКОВОСТІ В ПОВІТРЯНОМУ СЕРЕДОВИЩІ

А.В. Козак, П.М. Ларін, Р.Ю. Костюк
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: andrekaka1996@gmail.com; lPhilip04@gmail.com; r.ju.kostjuk@gmail.com

В роботі створено програмний код в середовищі програмного продукту LabVIEW, за допомогою якого модулюється ситуація вимірювання інтенсивності широкосмугового звуку в повітрі. Робота трактів повітряного шумопеленгування подана симуляцією елементів прийомного трату та приладів 1 в частині формування просторової вибірковості.

A programmatic code has been created in the software environment LabVIEW in witch we are simulate situation of measuring intensity of broadband sound in mid air. Ways operation of air sound locator is given by the simulation of elements receiving spending and devices type one in part of forming of spatial selectivity.

Ключові слова: інтенсивність*, повітряний шумопеленгатор, характеристика направленості*.

Key words: *intensity, aerial sound locator, directional characteristics.*

Вступ

В цей час проблема повітряного шумопеленгування широкосмугових шумовипромінюючих об’єктів викликає підвищену цікавість у зв’язку з розвитком парку безпілотних літальних апаратів. Крім того, відомості щодо акустичних характеристик БПЛА достатньо незначні. Якщо відомості щодо конструкції БПЛА є достатньо поширеними[1], то дані щодо шумових характеристик БПЛА практично відсутні. Зауважимо, що відомості про спектральні характеристики шумовипромінення достатньо об'ємно викладені в роботі [2].

Таким чином, базуючись на залучених з роботи [2] спектральних характеристик БПЛА, одним з перспективних напрямків виявлення БПЛА є вимірювання інтенсивності звукового поля в робочому середовищі**,** при появі вказаної цілі. Ідеологія побудови інтенсиметрів (приладів для вимірювання інтенсивності) не нова, вона достатньо широко представлена в джерелах [3 4 5].

Отже, побудова одного з трактів шумопеленгаційної системи, враховуючи вище наведені роботи, може вестися шляхом залучення сучасних програмних продуктів та методології вимірювання інтенсивності, що на наш погляд має покращити роботу прийомної системи.

При цьому акустична система має бути побудована з урахуванням засобів симуляції при отриманні однонаправлених характеристик направленості. Таким чином, запропонована задача є актуальною, а ціллю роботи є створення блоку симулятивних програм, присвячених задачам

формування просторової вибірковості та виявлення за інтенсивністю шумлячуго повітряного об'єкту.

Основні структурні схеми та програмні алгоритми

Розв'язок задачі: для збільшення наочності процесів перетворення звукової енергії та формування просторових якостей, на наш погляд вимагає використання об'єктного типу програмування з поточним контролем епюр по виходу використаних образів-пристроїв. Тому в роботі використано середовище інструментального об’єктного пакету LabVIEW.

Ситуативно робота поділялась на дві частини:

Перша — створення симулятора інтенсиметра. При цьому в якості джерела шуму були обрані стандартизовані симулятори сигналу (Simulate Signal Express VI). Алгоритм виконання операцій відповідав структурній схемі залученої з роботи [4] та наведений на рис. 1. Смуги частот роботи джерел, а також спектральні особливості в них, відповідали даним роботи [4].

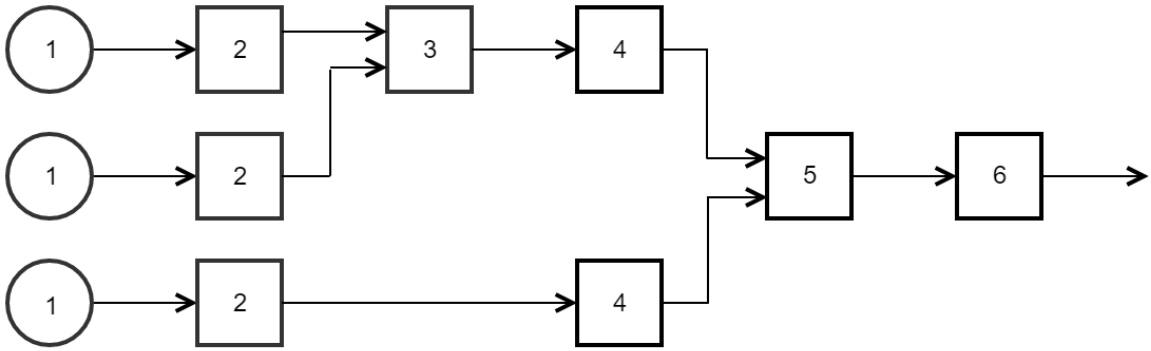


Рис.1. Структурна схема акустичного інтенсиметра

1 - приймачі тиску; 2 - попередні підсилювачі; 3 - зворотно підключений операційний підсилювач; 4 - смугові фільтри; 5 - помножувач; 6 - інтегратор

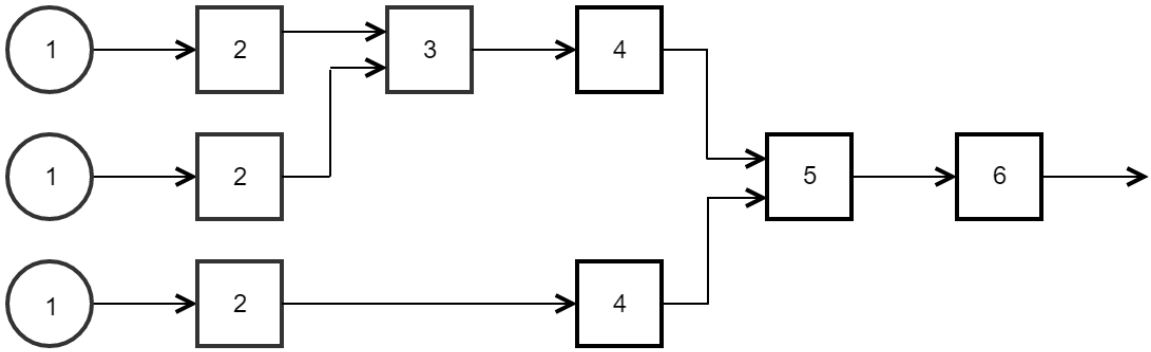


Рис.2. Структурна схема акустичного формувача характеристики направленості

1 - приймачі тиску; 2 - попередні підсилювачі;3 - зворотно підключений операційний підсилювач; 4 - смугові фільтри; 5 - суматор; 6 - пристрій нормування

Друга — створення програмного продукту формування направлених якостей (отримання однонаправленої ХН кардіоїдного типу) Структурна схема, що лягла в основу програмування, наведена в роботі [6] (див. рис. 2).

Результати програмування у вигляді блоків діаграм наведені відповідно на рис.3 і 4.

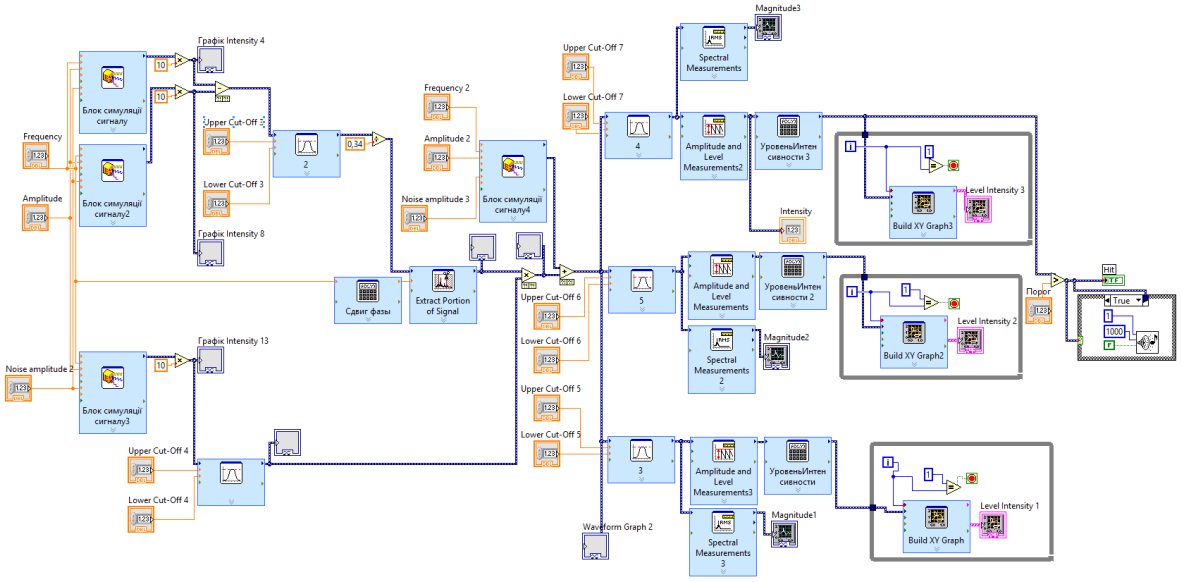


Рис.3. Структурна схема акустичного інтенсиметра в програмному середовищі LabVIEW

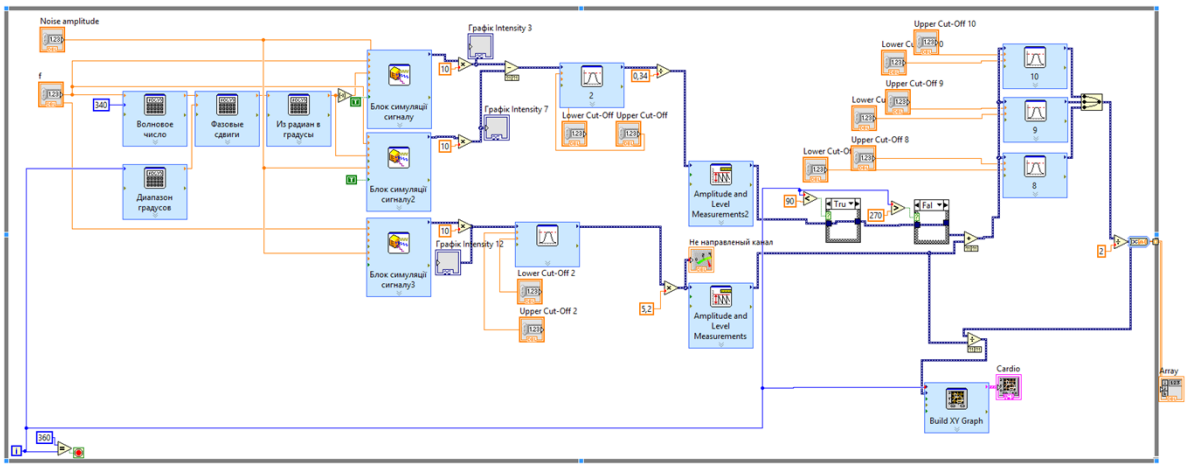


Рис.4. Структурна схема формувача характеристики направленості в програмному середовищі LabVIEW

Стосовно рис.3 і 4 зазначимо, що мають місце такі основні структурні одиниці:

- Simulate Signal Express VI – блок, за допомогою якого був синтезований сигнал синусної форми, спотворений фоновим шумом.
- Amplitude and Level Measurements Express VI – блок вимірювання рівнів сигналу, по амплітуді (лінійний, квадратичний та дельта рівні).
- Bandpass Filter VI – блок-еквівалент смугового фільтру.
- Extract Portion of Signal VI – блок часових затримок для імітації фазообертача.

Гармонійні сигнали, що поступають з блоків симуляції сигналу (Simulate Signal Express VI) на попередній підсилювач, з деяким коефіцієнтом підсилення. Після попереднього підсилення сигнали з першого та другого блоків симуляції сигналу поступають на пристрій віднімання. Цей

сигнал одночасно з сигналом із третього блока симуляції подаються на октавні смугові фільтри (Bandpass Filter VI). В подальшому канал один будемо називати зворотнім, а другий прямим.

Для інтенсиметру (рис.3): сигнал у зворотному каналі, після ділення на коефіцієнт відстані між блоками симуляції, подається на фазообертач і множиться на сигнал прямого каналу. Застосовуючи три тритинооктавні фільтри (Bandpass Filter VI), визначається квадратичне значення результату – тобто, інтенсивність. Програмно розрахований рівень інтенсивності, виведено на інтерфейс (Front panel) у вигляді графіку Level Intensity (рис. 5).

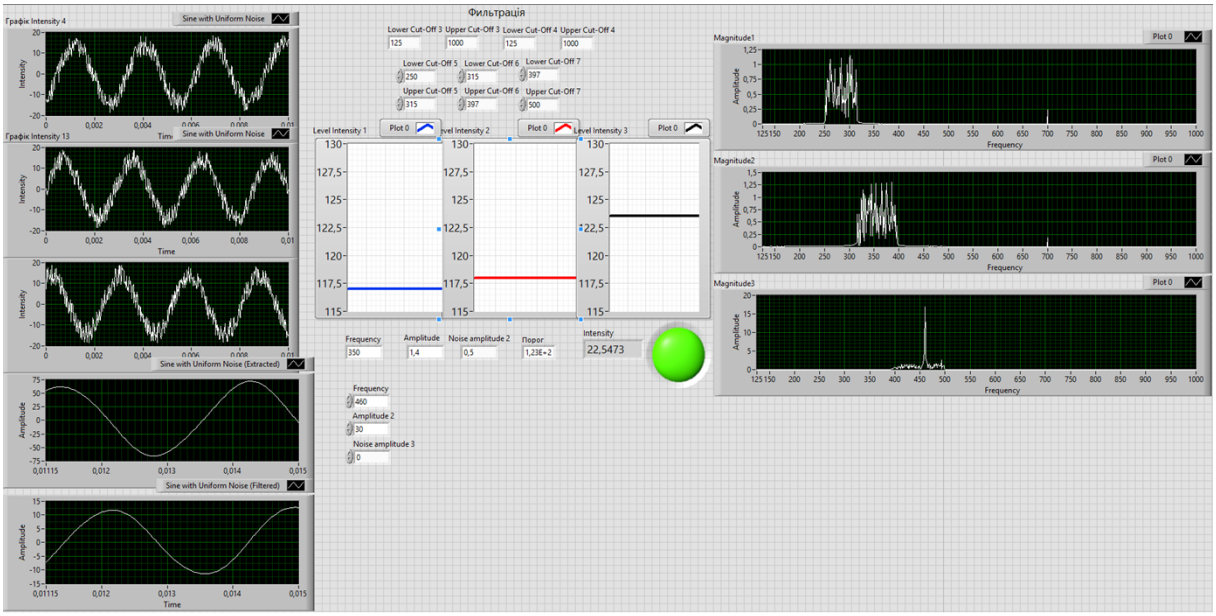


Рис.5. Отриманні результати інтенсиметра

Для формувача ХН (рис.4.): сигнал ділиться на коефіцієнт відстані між блоками симуляції у зворотному каналі та множиться на коефіцієнт узгодження амплітуд у прямому каналі. Отримавши далі RMS застосовуємо три тритинооктавні фільтри (Bandpass Filter VI) та коефіцієнт ½. Нормування результату відбувається по сигналу прямого каналу.

Операція повторюється для кожного кута падіння хвилі за допомогою функції WhileLoop, налаштованої на повтор 360 разів. Результат отриманої ХН виводиться на інтерфейс (Front panel) у вигляді графіку Cardio (рис. 6).

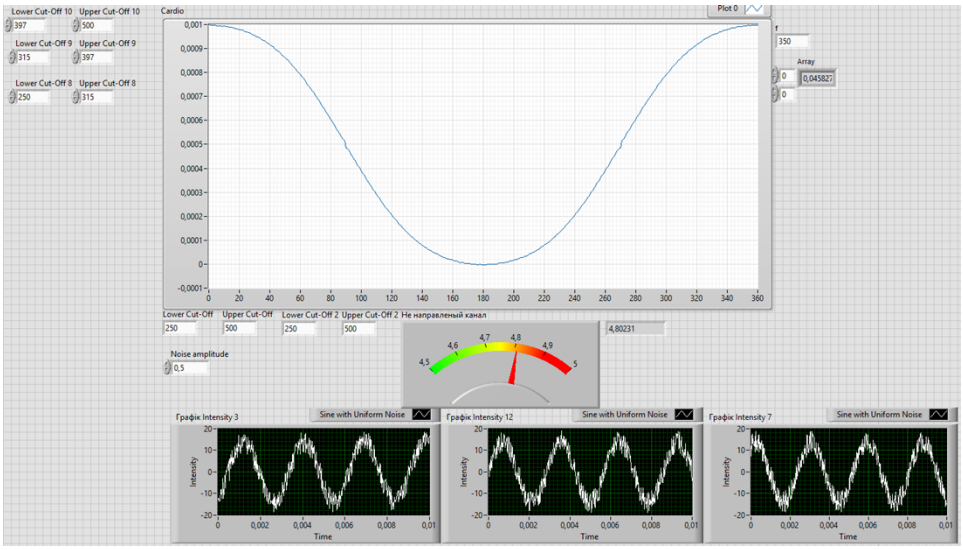


Рис.6. Отриманий результат ХН виду кардіоїда

Висновки

В результаті виконання роботи отримано наступні результати:

1. Симулятор тракту визначення інтенсивності, який є фактично трактом виявлення повітряного об'єкту за інтенсивністю.

2. Визначено структуру та отримано алгоритм роботи пристрою формування однонаправлної ХН для трьохелементної системи приймачів градієнтного типу.

Література

6. Jim Romeo. UAV Design Challenges [Electronic resource] / Jim Romeo// Digital Engineering. - 2016. - № 2091. URL: http://www.digitaleng.news/de/uav-design-challenges-game-on/
7. Самохин В. Ф. Экспериментальное исследование источников шумности беспилотного летательного аппарата с винто-кольцевым движителем в толкающей компоновке / В. **Ф.** Самохин, С. П. Остроухов, П**.** А. Мошков // Элект. журн. «Труды МАЙ». - 2013. - №70.
8. Клюкин И. И**.** Акустические измерения в судостроении / И. И**.** Клюкин, А. Е. Колесников. — Ленинград: «Судостроение», 1968.-403 с
9. Скребнев Г. К. Комбинированные гидроакустические приемники / Скребнев Г. К. - СПб.: Злмор, 1997.-200 с.
10. Дідковський В.С., Акименко В.Я., Запорожець О.І., Савін В.Г., Токарев В.І. Основи акустичної екології. Навч.посібник - Кіровоград: "Імекс ЛТД", 2002
11. *Сапожков* М. А. *Электроакустика*. Учебник для вузов. М., Связь, 1978. — 272 с. С ил.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Коржик О. В.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

РАСПОЗНАВАНИЕ ЭМОЦИЙ ПО ГОЛОСОВЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

А.В. Смирнов
КПИ им. Игоря Сикорского, Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: relapse2015@bigmir.net

В статье рассматриваются вопросы, касающиеся распознавания эмоций по голосовым характеристикам. Представлены общие понятия про эмоции, методы их распознавания, а также инструменты, с помощью которых можно реализовать эти методы.

The article deals with the emotion recognition by the voice characteristics. It presents the general concepts about emotion recognition methods and tools for their realization.

Ключевые слова:*эмоции, голосовые характеристики, корреляция, преобразование.*

Keywords:*emotions, voice characteristics, correlation, transformation.*

Введение

Современная психология рассматривает эмоции в виде осознаваемых психофизиологических состояний, возникающих как реакции на внешние и внутренние раздражители и имеющих различные внешние проявления, в том числе и проявления в речевой деятельности. Ранние был предложен новый эффективный метод автоматического распознавания эмоций по речевому сигналу, основанный на четырехмерной сферической модели эмоций и принципах кодирования информации в нервной системе. В результате разработан и экспериментально протестирован принцип относительного кросс-частотного амплитудно-вариабельного кодирования эмоций в речевом сигнале.

В статье рассматриваются вопросы, касающиеся распознавания эмоций по голосовым характеристикам, в частности использование методов Фурье-преобразования и вейвлет-преобразования.

Основная часть

Экральный анализ (ЭА) расшифровывается как эмоциональный контроль редуктивно-ассоциативной логики. Этот метод позволяет анализировать информацию из минимальных данных и делать правильные выводы в рамках условно принятой цели.

В экральном анализе рассматриваются четыре полярных состояния, стимулирующих действия людей и животных: агрессия, тревожность, безысходность, радостное облегчение.В этих стрессовых состояниях возникают четыре сильнейшие диаметрально противоположных эмоции. К ним относятся: гнев, ужас, тоска, увлечение [1].

Из существующих систем распознавания эмоций наиболее совершенным и более интересным для рассмотрения в контексте задачи распознавания эмоций на сегодняшний день является продукт FaceReader голландской компании Noldus Information Technology. Программа

может верно интерпретировать такие выражения лица, как «счастливое», «грустное», «сердитое», «удивленное», «испуганное», «недовольное» и «нейтральное».

Актуальным методом распознавания эмоции является поиск объективных параметров голосового сигнала для характеристики эмоционального состояния человека.

Задача обработки сигналов схематично представлена на рис.1.

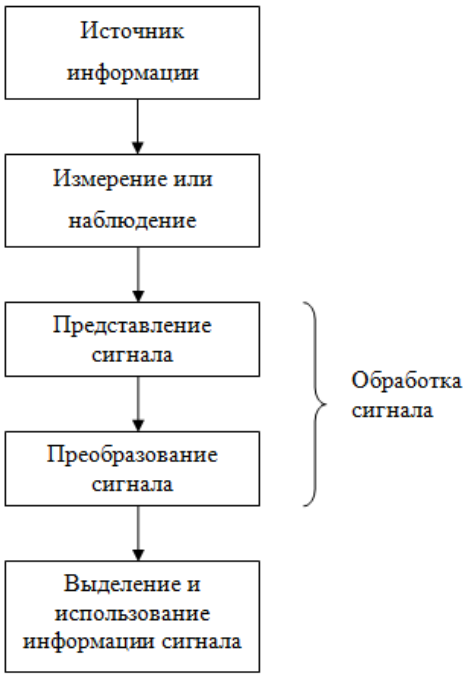


Рис. 1 - Схема обработки информации

Обработка сигнала в общем случае предусматривает решение двух основных задач: получить общее представление сигнала или в форме акустического колебания, или в виде определенных параметров и превратить полученное представление в более удобную для решаемой задачи форму.

Для анализа голосовых параметров можно использовать несколько методов.

Во-первых,в задачах обработки сигналов, в частности, голосовых, используется Фурье-преобразование [2], которое позволяет рассчитывать частотные характеристики сигналов и определять динамические параметры. При этом в формулы преобразования входят действительные функции $\sin\left(k\omega t\right)$, $\cos\left(k\omega t\right)$ или одна комплексная функция $\exp\left(jk\omega t\right) = \cos\left(k\omega t\right) + j\sin\left(k\omega t\right)$, где ω - угловая частота, k - номер гармоники.

Во-вторых,широкое распространение при анализе сигналов получило вейвлет-преобразование. Вейвлет-преобразование используется как для анализа функций, результатом которого является набор коэффициентов разложения, так и для синтеза функции, когда по известным коэффициентам разложения реконструируется функция-оригинал. В основу вейвлет-анализа положен алгоритм Малла, или алгоритм ортогонального кратномасштабного анализа [2].

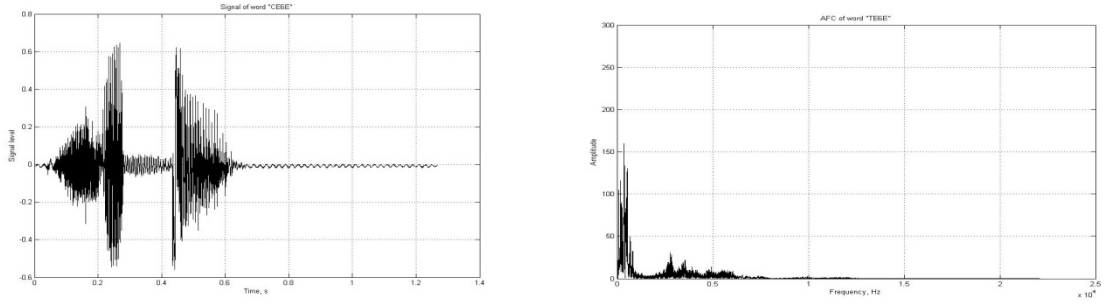
Алгоритм распознавания эмоций по голосовым характеристикам состоит в следующем. Сначала происходит считывание информации из звукового файла (например, формата.WAV) с последующим представлением сигнала в виде последовательности*N*отсчетов, нормированных по амплитуде. Затем выполняется быстрое преобразование Фурье (БПФ), результатом которого является вектор такой же длины, как и исходный сигнал, содержащий комплексные значения. После этого происходит коррекция значений фазы. Амплитудный (АЧХ) и фазовый(ФЧХ) спектры дискретного сигнала являются периодическими, поэтому можно рассматривать лишь половину элементов вектора дискретного БПФ.

Для того, чтобы исследуемый сигнал можно было соотнести с какой-либо из эмоций, необходимо рассчитать корреляцию этого сигнала с эталоннымисигналами, которые хранятся в базе данных и определяются заведомо известными эмоциями. Спектральные характеристики исходного сигнала и эталонных сигналовразличны по длине, а для определения корреляции они должны иметь одинаковуюдлину. Для разрешения этого несоответствия выполняется интерполяция АЧХ и ФЧХ сигналов с приведением длины всех сигналов к длине наименьшего среди них. После этого выполняется корреляционный анализ векторов спектральных характеристик.

Возможен также анализ голосовых сигналов с помощью вейвлет-преобразования, что позволяет выявить характерных особенностей сигналов на основании их сжатия и определения характеристик аппроксимации и детализации.

Реализация вышеизложенных методов предполагает этап создания алгоритма и его последующую техническую реализацию.

Первый этап заключается в написании системного кода для преобразования голосового сигнала в цифровую форму, последующей обработки методами преобразования Фурье либо вейвлет-преобразования, и сравнение результатов исследования. Для анализа наиболее подходящей является среда Matlab, среди основных преимуществ которой следует отметить простоту программирования, большой выбор встроенных математических функций,высокую скорость вычислений, а также возможность работы с аудиофайлами. На рис.2 изображены график голосового сигнала слова „себя” (а) и его амплитудный спектр (б), обработанные в Matlab.



а) **б)**

Рис. 2 Рабочая среда Matlab

Второй этап заключается в разработке микропроцессорной системы записи и анализа голосовых сигналов (рис.3).

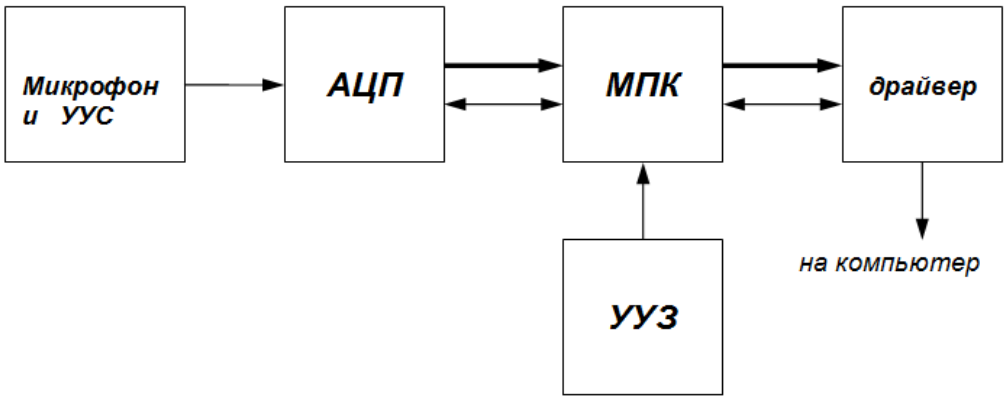


Рис. 3 Структурная схема микропроцессорной системы записи звука

Микропроцессорная система состоит из микрофона и предусилителя уровня сигнала (УУС), подключенного к аналогово-цифровому преобразователю (АЦП), который контролируется микроконтроллером и выполняет преобразование непрерывного аналогового сигнала в соответствующий цифровой эквивалент. Результаты аналогово-цифрового преобразования буферизуются в памяти микропроцессорного комплекта (МПК) и далее передаются на драйвер, соединяющей микроконтроллер с одним из портов персонального компьютера (ПК). Драйвер управляется микроконтроллером и ПК при передаче данных и настройке. Управление началом и концом записи осуществляется устройством управления записью (УУЗ).

Выводы

В статье рассмотрены методы распознавания эмоций по голосовым характеристикам с помощью преобразования Фурье и вейвлет-анализа. Представлен алгоритм анализа голосового сигнала.

Литература

1. А.Я. Психология. Предмет и задачи психологии [Электронный ресурс] – Режим доступа к ресурсу: http://azps.ru/articles/cmmn/cmmn52.html
2. Петергеря Ю.С. Інтелектуальні системи забезпечення енергозбереження житлових будинків. Навчальний посібник / Жуйков В.Я., Терещенко Т.О. – К.: Медіа-ПРЕС, 2008. – 256 с.

Рекомендовано к публикации: д.т.н., проф. Ямненко Ю.С.

НТУУ «КПИ им. И. Сикорського», Факультет электроники, кафедра ПЭ, Киев, Украина

СЕКЦІЯ №2: «МІКРО- ТА НАНОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.314.12

ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ ФОРМУВАЧА ІМПУЛЬСІВ СТРУМУ ДЛЯ КОНТАКТНОГО МІКРОЗВАРЮВАННЯ

Т.О. Рижакова, Ю.В. Кожушко
НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського», Факультет електроніки, Київ, Україна,
e-mail: ryzhakova.tetiana@gmail.com

В даній статті запропоновано спосіб побудови формувачів імпульсів струму для контактного зварювання, який дозволяє досягти високої точності формування кривої зварювального струму і , водночас, зменшити втрати потужності.

The method of constructing the power supply for micro resistance welding, which provides high accuracy of welding curve formation and at the same time reduces energy losses, is described.

Ключові слова: *енергоефективність, контактне зварювання, транзисторний перетворювач, синхронний транзистор.*

Key words: *energy efficiency, resistance welding, transistor converter, synchronous transistor.*

Вступ

Одним з найбільш ефективних способів з'єднання металевих деталей є контактне зварювання, яке реалізується шляхом їх нагрівання в точці зварювання до температури плавлення електричним струмом, що пропускається крізь них. Характерні для контактного зварювання амплітуди струму знаходяться в діапазоні від сотень ампер до одиниць кілоампер і залежать від матеріалу та товщини зварюваних деталей. Енергія для зварювання споживається імпульсами, тривалість яких є дуже малою на фоні пауз між ними і може складати одиниці – десятки мілісекунд [1].

Однією з найважливіших складових обладнання для контактного зварювання є формувачі імпульсів струму. Саме на них покладається завдання забезпечення необхідних для зварювання амплітуди, тривалості протікання і форми імпульсу зварного струму, від яких на пряму залежить якість отримуваних з'єднань.

Найбільш перспективною для контактного зварювання є побудова формувачів на основі транзисторних перетворювачів, оскільки вони здатні забезпечувати найвищу точність регулювання струму [2].

Енергоефективність транзисторного перетворювача

За основу транзисторного перетворювача було взято понижуючий DC-DC перетворювач. Buck-конвертер (також відомий як chopper) будується за схемою, показаною на рис. 1.

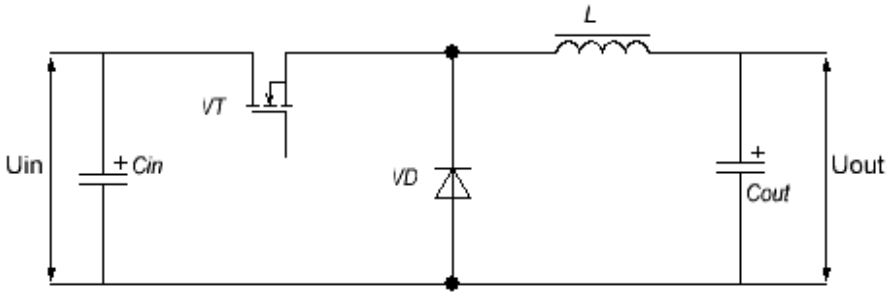


Рис. 1. Класична схема понижуючого перетворювача (Cin – вхідний конденсатор, VT – ключовий транзистор, L – індуктивність, VD – зворотний діод, Cout – вихідний конденсатор, Uin – вхідна напруга, Uout – вихідна напруга).

Значення ККД стабілізатора може бути в межах 93…95%. Головним джерелом втрат в перетворювачах є розрядний діод. Падіння напруги на відкритому p-n-переході звичайного діоду складає 1,2…1,4 В. Проблему в деякій мірі дозволяє вирішити використання діодів Шотткі, у яких пряме падіння напруги складає 0,4…0,7 В. Однак, при зниженні вихідної напруги різко збільшуються відносна величина втрат у зворотному діоді на інтервалі спаду струму в індуктивності, в той час як на інтервалі наростання струму спостерігається невелике і плавне зростання відносних втрат. Цю проблему можна вирішити шляхом використання польового транзистора (MOSFET) у якості розрядного діоду (рис. 2) [4].

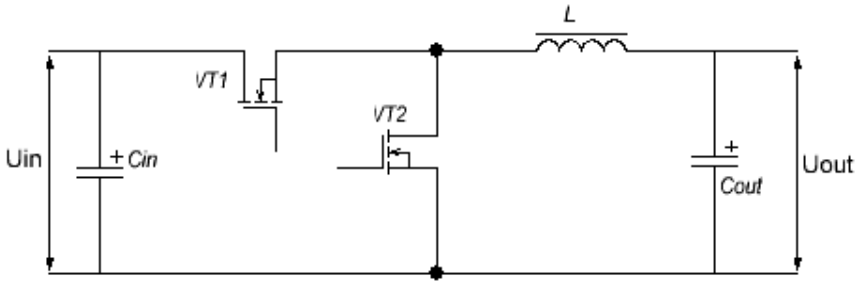


Рис. 2. Схема понижуючого перетворювача з використанням синхронного транзистора (Cin – вхідний конденсатор, VT1 – ключовий транзистор, VT2 – синхронний транзистор, L – індуктивність, Cout – вихідний конденсатор, Uin – вхідна напруга, Uout – вихідна напруга).

Ідеальні сигнали затворів транзисторів VT1 та VT2 показані на рис. 3. Мертві зони між VT1 і VT2 використовуються для запобігання наскрізного ефекту. Під час мертвого часу, струм котушки індуктивності продовжує текти через внутрішнє тіло транзистора VT2. Коли на затвор VT2 подається сигнал високого рівня, струм котушки індуктивності тече через VT2. Схема понижуючого перетворювача з використанням синхронного транзистора забезпечує кращу ефективність у порівнянні зі стандартними [7].

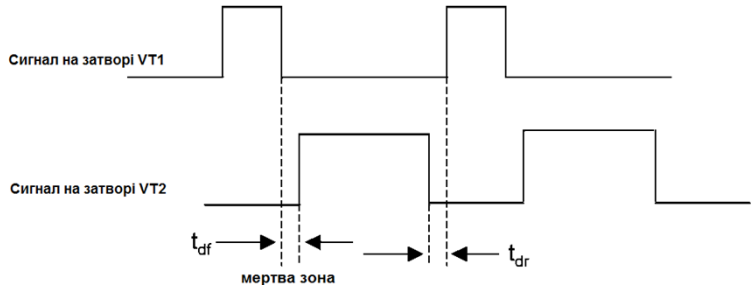


Рис. 3. Форми сигналів на затворах транзисторів у схемі з синхронним транзистором.

Розглянемо, як змінюється гранично досяжний рівень потужності втрат в залежності від вихідного струму в традиційній схемі (рис. 1) та схемі з синхронним транзистором (рис. 2). Для розрахунків було використано такі вхідні дані (табл. 1).

Таблиця 1. Вхідні дані для розрахунку

Uin, В	Uout, В	f, кГц	ton, мкс
5	5	100	0.416

де ton – час імпульсу на ключовому транзисторі.

Загальна потужність втрат на діоді розраховується за формулою [5]:

$$P = P_{пр} + P_{звор} + P_{дин} \quad (1)$$

де $P_{пр}$ - втрати потужності у прямому напрямку; $P_{звор}$ - втрати потужності у зворотному напрямку; $P_{дин}$ - динамічні втрати потужності.

Формула для розрахунку загальної потужності втрат в транзисторі [6]:

$$P = P_{стат} + P_{SW} \quad (2)$$

де $P_{стат}$ - статичні втрати потужності на транзисторі; P_{SW} - втрати потужності при переключенні.

В результаті було отримано характеристику залежності потужності втрат від зміни вихідного струму (рис. 4).

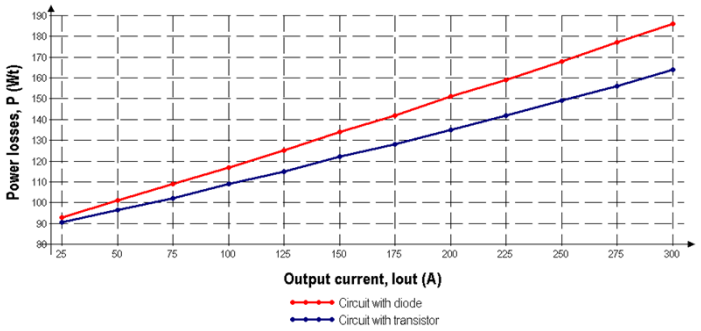


Рис. 4. Графіки залежності потужності втрат у схемах з діодом та транзистором від зміни вихідного струму.

З характеристики видно, що потужність втрат у схемі з діодом вища ніж у схемі з синхронним транзистором при різних значеннях струмів.

Висновки

В результаті дослідження було виявлено, що при заміні в традиційній схемі понижуючого транзисторного перетворювача зворотного діода синхронним транзистором ККД схеми зростає на 1,2%, але тільки при струмові від 125А. Дане твердження підтверджено результатами розрахунків та графіками залежності втрат потужності від величини струму.

Література

1. Сафронов П.С. Поліпшення електромагнітної сумісності джерел живлення для систем контактного зварювання / П.С. Сафронов, Ю.В. Бондаренко, О.Ф. Бондаренко, В.М. Сидорець, Д.В. Кучеренко // Технічна електродинаміка. – 2014. – № 5. – С. 89-91.
2. Паеранд Ю.Е. Формирователи импульсов тока для контактной сварки / Ю.Е. Паеранд, Ю.В. Бондаренко, О.Ф. Бондаренко // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2008. – № 3. – С. 25-30.
3. Бондаренко Ю.В. Багатокомірковий транзисторний перетворювач зі спільним використанням безперервного та імпульсного керування для контактного мікрозварювання: дис. кан. техн. наук / Бондаренко Юлія Валеріївна. – Алчевськ, 2012 – С. 148.
4. Семенов Б. Ю.Силовая электроника: от простого к сложному. – Москва: СОЛОН – П Эквивалентное последовательное сопротивление (ESR). URL: http://www.ruselectronic.com/news/ekvivalentnoe-posledovatelnoe-soprotivlenie-kondensatora-esr/ресс, 2005. – 416 с.
5. Колпаков А. Особенности теплового расчета импульсных силовых каскадов // Компоненты и технологии. – 2002. - №1. URL: http://www.kit-e.ru/assets/files/pdf/2002_01_46.pdf
6. Nguyen H. Design, Analysis and Implementation of Multiphase Synchronous Buck DC-DC Converter for Transportable Processor : master dissertation / Nguyen Huy – Blacksburg, Virginia, 2004. – 98 p.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Бондаренко О.Ф.

НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

РЕГУЛЮВАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ІМПУЛЬСНОГО РЕГУЛЯТОРА СТРУМУ

Б.М. Слушинський
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: coolboy1994@ukr.net

Розглянуто особливості побудови імпульсних регуляторів, джерелом живлення яких є джерело постійного струму. Для імпульсного регулятора постійного струму підвищувального типу проаналізовано регулювальні характеристики при живленні від ідеального джерела струму, а також з урахуванням внутрішнього опору джерела. Наведено нормовані графіки регулювальних характеристик, побудовані за отриманими аналітичними виразами, а також при моделюванні в середовищі Matlab Simulink. Зроблено їх порівняння.

The paper deals with features of constructing switching regulators, whose power supply is a current source. For the boost current converter regulatory characteristics were analyzed in condition, that power supply is an ideal current source, and also with a consideration of internal resistance of the supply. Normalized charts of regulatory characteristics for a boost current pulse converter are plotted by their analytical expressions and in modeling in the environment of Matlab Simulink. The comparison is made.

Ключові слова:*джерело постійного струму, імпульсний регулятор постійного струму, регулювальна характеристика, внутрішній опір*

Key words:*DC source, boost current pulse converter, regulatory characteristic, internal resistance*

Вступ

Імпульсні регулятори (ІР) широко використовують для регулювання величини постійної напруги та струму[1]. Оскільки традиційні джерела електричної енергії переважно є джерелами напруги, в літературі докладно розглянуто теорію імпульсних регуляторів постійної напруги[2,3]. Зі зростанням використання нетрадиційних джерел енергії, частина з яких є джерелами постійного струму, поставлено за мету розглянути особливості побудови імпульсних регуляторів струму, як пристроїв узгодження джерел струму із навантаженням, та отримати їх регулювальні характеристики. Схеми цих регуляторів отримані з використанням принципів побудови дуальних кіл[4,6].

В [5] наведено аналітичні вирази та графіки регулювальних характеристик ІР напруги для ідеальних джерел, тобто коли внутрішній опір $r=0$. Але, по-перше, в багатьох випадках не можна знехтувати внутрішнім опором джерела, а, по-друге, в сучасних нетрадиційних джерелах електричної енергії зазвичай використовують режим відбору максимальної потужності, коли опір джерела приблизно рівний опору навантаження ($r \approx R$), тобто формули для ідеальних джерел не є дійсними.

Розглянемо особливості побудови схем регуляторів струму, а також проаналізуємо регулювальні характеристики з урахуванням внутрішнього опору джерела на прикладі схеми підвищувального ІР струму[4]. Для цього необхідно вирішити наступні задачі: проаналізувати роботу даної схеми, отримати аналітичні вирази регулювальних характеристик, побудувати їх графіки та порівняти з результатами комп'ютерного моделювання.

Основна частина

Схема ІР постійного струму підвищувального типу (рис.1) отримана шляхом застосування принципів побудови дуальних електричних кіл до схеми підвищувального ІР постійної напруги[3]. Схема працює наступним чином: коли ключ *S* розімкнутий, конденсатор *C* заряджається від джерела струму *J*. При замиканні ключа *S* до кола навантаження подається струм, рівний сумі струму джерела *J* та струму конденсатора *C*, за рахунок чого струм навантаження є більшим від струму джерела. Коли ключ *S* розмикається, струм навантаження замикається по колу *L-R-VD-L*. Далі процес повторюється. Дросель *L* виконує роль фільтра і згладжує пульсації вихідного струму ІР. Опір *r* враховує внутрішній опір джерела.

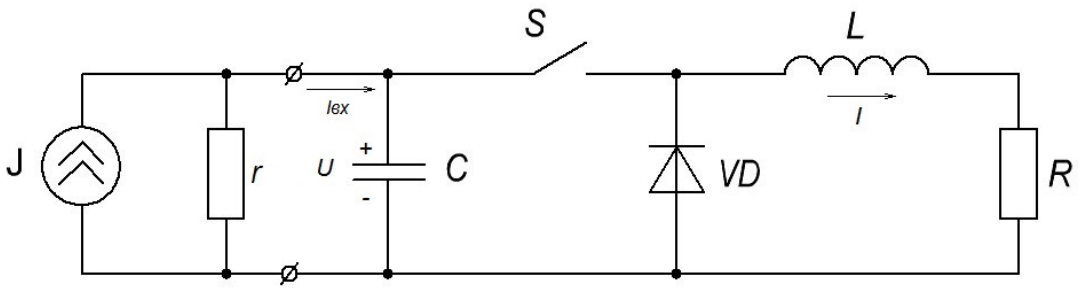


Рис.1. Підвищувальний ІР постійного струму

Аналітичний вираз регулювальної характеристики ІР струму підвищувального типу при живленні від ідеального джерела струму має наступний вигляд[1]:

$$I^* = \frac{1}{t^*}, \qquad (1)$$

де $I^*=I/J$ - відносний струм навантаження, який рівний відношенню середнього струму навантаження до струму джерела , $t^*=t_i/T=\gamma$ - відносна тривалість замкненого стану ключа S.

Оскільки для схем ІР, що розглядаються, корисною є постійна складова струму та напруги(середнє значення), розглянемо баланс потужностей для постійної складової за період:

$$JU = UIt^* + \frac{U^2}{r}, \qquad (2)$$

де *U,I* – постійна складова напруги на конденсаторі та струму індуктивності.

Враховуючи, що середнє значення напруги на навантаженні, яке дорівнює $I \cdot R$ пов'язане з напругою на ємності *U* співвідношенням $I \cdot R = U/t^*$ отримуємо:

$$J = It^* + I\frac{R}{rt^*} = I\left(\frac{t^{*2} + R^*}{t^*}\right). \quad (3)$$

Переходячи до відносного струму навантаження I^*, отримуємо регулювальну характеристику ІР струму:

$$I^* = \frac{t^*}{t^{*2} + R^*}, \quad (4)$$

де $R^*=R/r$ – відносний опір навантаження, який рівний відношенню опору навантаження до опору джерела.

За виразом (4) на рис.2 побудовано сімейство регулювальних характеристик ІР струму(рис.1) при різних значеннях R^*.

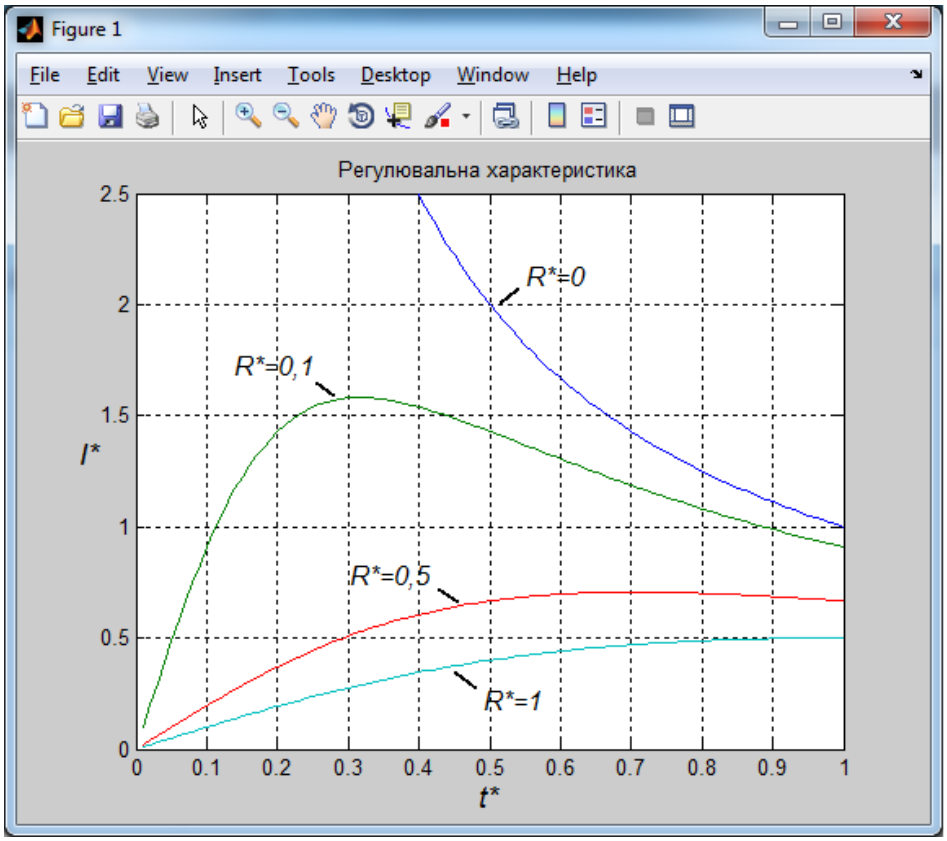


Рис.2. Регулювальні характеристики підвищувального ІР струму

На рис.2 графік при $R^*=0$ відповідає ідеальному джерелу струму (регулювальна характеристика ідеального ІР). З графіків випливає, що при збільшенні R^* відмінність характеристик реальних джерел постійного струму від характеристик ідеальних зростає.

Для перевірки одержаних регулювальних характеристик (4) здійснимо моделювання схеми ІР (рис.1) в середовищі Simulink (рис.3).

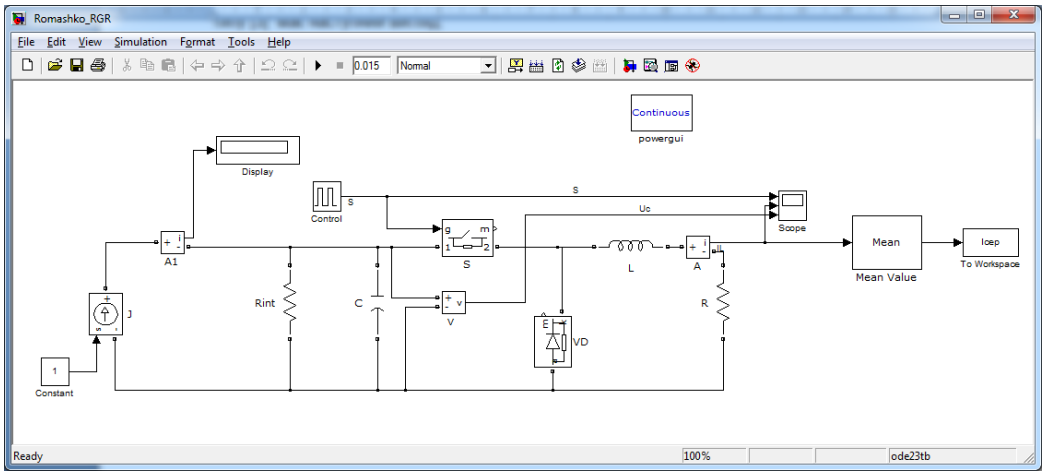


Рис.3. Модель підвищувального IP струму в середовищі Simulink

Параметри моделювання наступні: струм джерела J=1A, внутрішній опір джерела Rint=100 Ом, ємність конденсатора C=100 мкФ, індуктивність дроселя L=1 мГн. Опір навантаження змінюється дискретно і набуває таких значень: 0,01 Ом, 10 Ом, 50 Ом та 100 Ом, що відповідає значення відносного опору R^* 0,0001, 0,1, 0,5 та 1. Коефіцієнт заповнення імпульсів змінюється від 0,01 до 0,99. За результатами моделювання побудовано сімейство регулювальних характеристик, які представлені на рис.4.

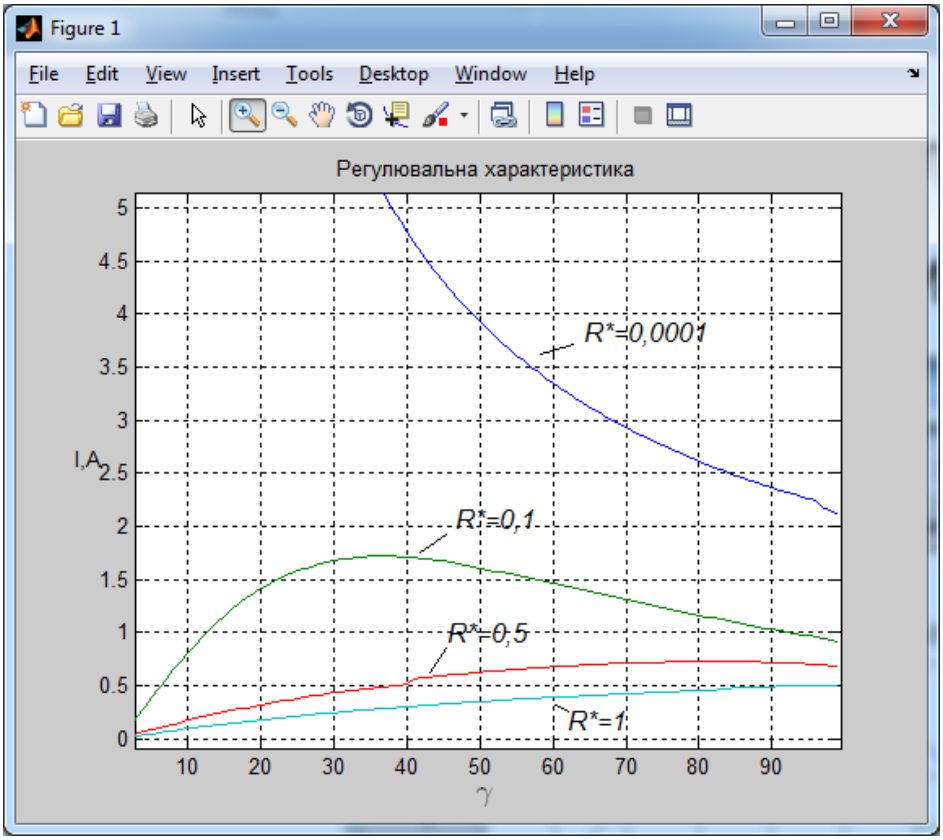


Рис.4. Регулювальні характеристики отримані при моделюванні в середовищі Simulink

Графіки, одержані за результатами моделювання наближаються до графіків, отриманих з виразу (4), що свідчить про достатню для практичного використання точність отриманої регулювальної характеристики.

Висновок

Розглянута схема підвищувального ІР струму може бути використана для регулювання струму джерел постійного струму. Розглянуті особливості її побудови та отримане сімейство регулювальних характеристик. Відповідно до одержаних характеристик при $R^*>0,2$ майже в усьому діапазоні регулювання $I^*<1$ збільшення струму джерела не відбувається. Однак вхідним струмом ІР є не струм джерела J, а лише його частина $I_{вх}=J-U/r$. При цьому практично в усьому діапазоні регулювання вихідний струм ІР $I>I_{вх}$.

Література

1. Сигорский В.П., Петренко А.И. Основы теории электронных схем. – Київ: Вища школа, 1971. – 568с.
2. Гончаров Ю.М., Будьонний О.В., Морозов В.Г., Панасенко М.В., Ромашко В.Я., Руденко В.С. Перетворювальна техніка. Підручник Ч.2. – Харків: Фоліо. – 2000. – 360с.
3. Middlebrook R. D., Cuk S. A General Unified Approach to Modeling DC-to-DC Converters in Discontinuous Condition // IEEE Power Electronics Specialists Conference Record. -1977. – June. -pp. 36-57.
4. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – Москва: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
5. Ninomiya T., Harada K., Nakahara M. On the Maximum Regulation Range in Boost and Buck Converters // IEEE Power Electronics Specialists Conference Record. -1981. – June. -pp. 146-153
6. Rensink L. Switching Regulator Configurations and Circuit Realizations // Ph. D. Thesis, California Institute of Technology.-1980.-p.56-66.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Ромашко В.Я.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

БАГАТОКОМІРКОВИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ КОНТАКТНОГО ЗВАРЮВАННЯ

Р.М. Прибудько, К.А. Ходаков
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: gtotiks@gmail.com

В статті розглянуто питання вдосконалення транзисторних перетворювачів установок контактного мікрозварювання в напрямках забезпечення високої точності формування зварювального струму і підвищення ефективності використання електроенергії. Синтезовано багатокоміркову структуру транзисторного перетворювача, що забезпечує можливість нарощування потужності перетворювача шляхом паралельного з'єднання уніфікованих модулів (комірок).

In this article is considered such questions, as improvement of transistor converters, providing of high accurate welding current in contact microwelding and increasing efficiency of energy consumption. Also, there was synthesized the plural-cell structure of transistor converter, which provides the capability for converters to increase power by connecting standardized modules (cells) parallely.

Ключові слова:*транзисторний перетворювач, контактне мікрозварювання, багатокоміркова структура, зварювальний струм.*

Keywords:*transistor converter, contact microwelding, plural-cell structure, welding current.*

Вступ

Підвищення якості з'єднань, що отримані за допомогою контактного мікрозварювання, безпосередньо пов'язане з розробкою та вдосконаленням перетворювачів, які дозволяють здійснювати формування необхідного закону зміни зварювального струму з високою точністю.

Незважаючи на розвиток напівпровідникової елементної бази, що дозволив реалізувати транзисторний перетворювач, який формує зварювальний струм, виключно на потужних напівпровідникових транзисторах, задача вдосконалення перетворювачів в зварювальних системах залишається актуальною. Використання лише імпульсного керування транзисторами перетворювача дозволяє знизити потужність втрат, проте не забезпечує точність формування струму, достатню для реалізації контактного мікрозварювання високої якості **[1]**. А недоліком безперервного способу керування є значна потужність втрат на транзисторах.

Спільне використання обох способів керування у поєднанні з модульним принципом побудови перетворювача повинне забезпечити достатню точність відпрацювання заданого закону зміни струму за рахунок використання безперервного керування транзисторами на відповідних ділянках формування кривої струму. Також має призвести до зменшення потужності втрат на транзисторах за рахунок використання імпульсного керування ними протягом решти часу **[3]**.

Огляд багатокоміркової структури перетворювача

Модульний принцип широко застосовується для побудови електронних перетворювачів різних типів, в тому числі багаторівневих інверторів, випрямлячів, імпульсних перетворювачів постійної напруги ін. У модульному перетворювачі будь-які великі значення струму або напруги можуть бути отримані шляхом об'єднання певної кількості ідентичних перетворювальних комірок порівняно невеликої потужності. При цьому досягається покращення форми кривої струму або напруги, підвищується гнучкість перебудови структури перетворювача, забезпечується високий рівень уніфікації конструкції, що важливо з точки зору технологічності її виготовлення, а також розширюються можливості для підвищення надійності роботи перетворювача шляхом резервування комірок.

Шляхом застосування різних способів з’єднання комірок перетворювача між собою (рис. 1-3) можна отримати необхідні вихідні рівні струму або напруги [2].

Скороченнями К1, К2, Кп на рисунках 1-3 позначені перетворювальні уніфіковані комірки. Паралельне з'єднання комірок як по входу, так і по виходу (рис. 1) призводить до розподілення між комірками вхідного і вихідного струмів. Послідовне з'єднання комірок по входу і паралельне з'єднання по виходу (рис. 2) призводить до розподілення між комірками вхідної напруги і вихідного струму. Паралельне з'єднання комірок по входу і послідовне з'єднання по виходу (рис. 3) призводить до розподілення між комірками вхідного струму і вихідної напруги. Відомими також є варіанти побудови багатокоміркових структур, що перемикаються. Застосовуючи додаткові комутаційні елементи, в таких структурах за необхідності можна змінювати спосіб з’єднання комірок [4].

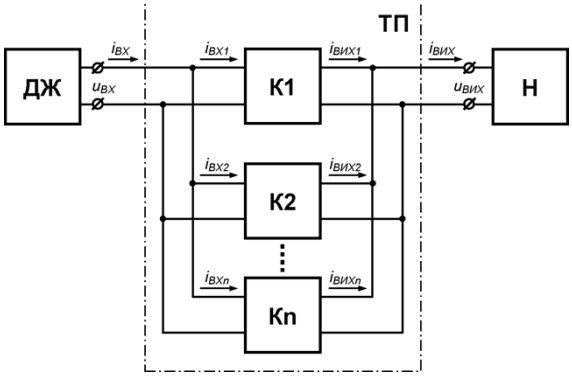


Рис. 1 Паралельне з'єднання комірок як по входу, так і по виходу

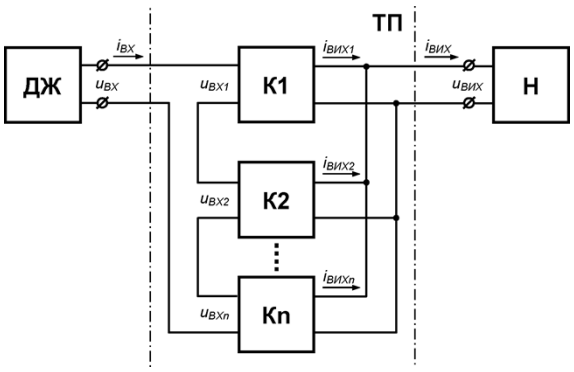


Рис. 2 Послідовне з'єднання комірок по входу і паралельне з'єднання по виходу

Відомий спосіб побудови багатокоміркового транзисторного перетворювача, в якому вихідна напруга формується *n* комірками, паралельно підключеними до джерела живлення і послідовно з'єднаними по виходу, одна з яких є регульованою, а решта — нерегульованими. Структурна схема, що відповідає даному способу побудови, показана на рис. 3. Принцип роботи схеми ілюструють діаграми на рис. 4. Кожна з нерегульованих комірок здатна забезпечувати незмінний пороговий рівень напруги $U_{ПОР}$, регульована комірка формує напругу $U_{Крег}$ за заданим законом. Нерегульовані комірки по черзі поступово підключаються до навантаження і забезпечують ступінчасте наростання напруги, а регульована комірка, періодично підключаючись, забезпечує необхідну форму напруги в межах одного порогового рівня. При цьому поточна напруга навантаження U_H є сумою напруг всіх працюючих нерегульованих комірок і напруги, що формується регульованою коміркою:

$U_H = U_{Крег} + m \cdot U_{ПОР}$

m - кількість працюючих нерегульованих комірок (m<n-1).

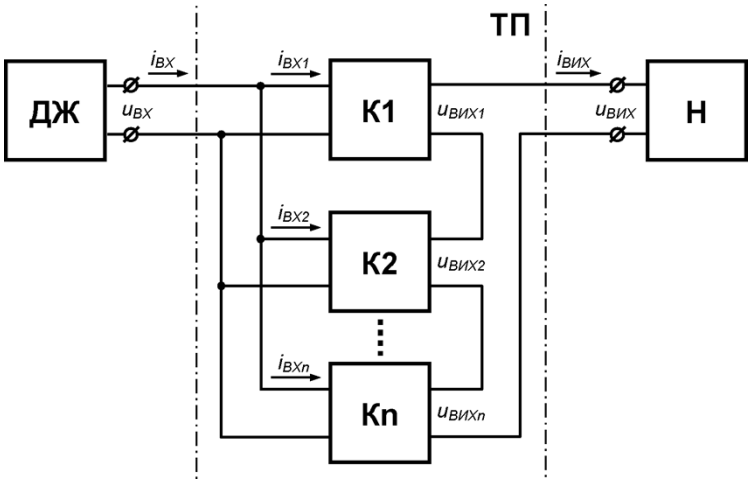


Рис. 3 Паралельне з'єднання комірок по входу і послідовне з'єднання по виходу

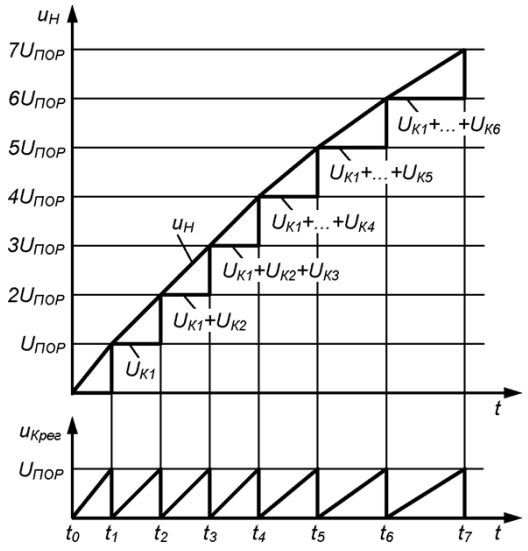


Рис. 4 Діаграми роботи паралельного з'єднання комірок по входу і послідовного з'єднання по виходу

З метою зменшення загальної кількості комірок перетворювача комірки можуть бути спроектовані на різні рівні вихідної напруги. Так, відомий спосіб побудови багатокоміркового перетворювача напруги, структура якого подібна до структури, показаної на рис. 3, але рівні напруг на виходах комірок не є однаковими [5].

Порівняння однокоміркового та двокоміркового режимів роботи

Розроблено функціональну схему двокоміркового транзисторного перетворювача рис 5.

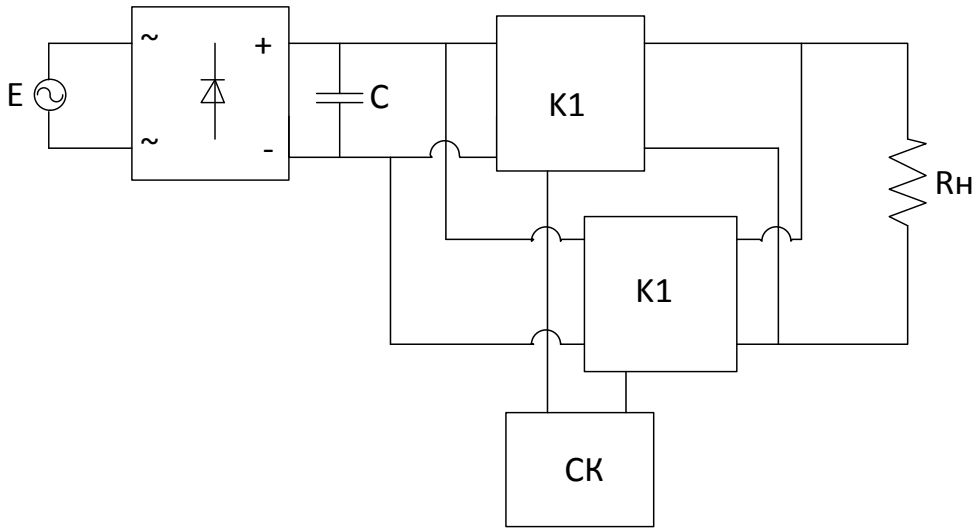


Рис. 5 Функціональна схема двокоміркового перетворювача

Для дослідження значення коефіцієнта нелінійних спотворень та коефіцієнта пульсацій функціональної схеми (рис. 5) було розроблено моделі транзисторних перетворювачів у середовищі Matlab Simulink (рис. 6).

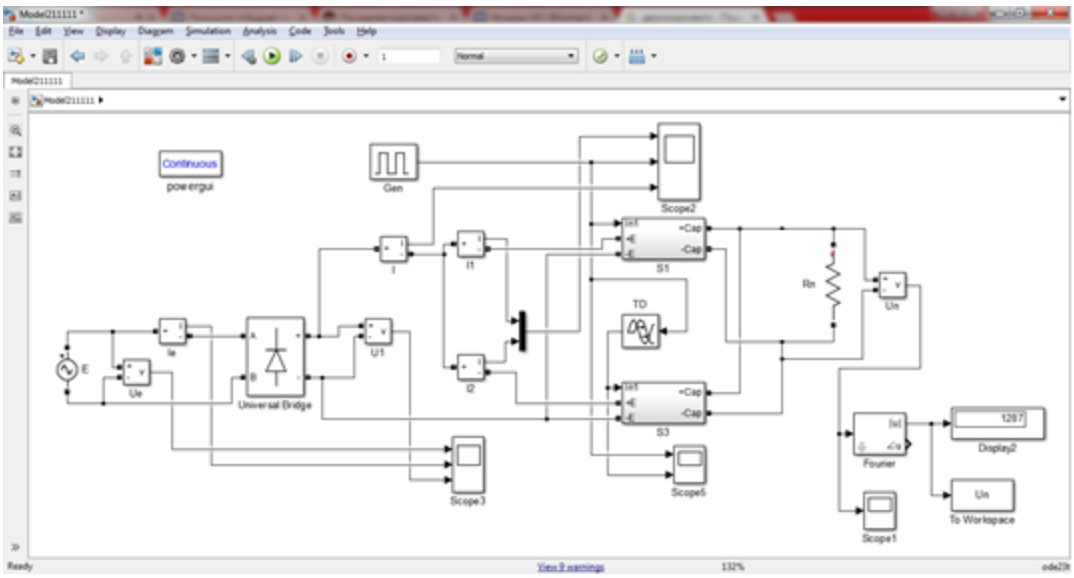


Рис. 6 Модель установки двокоміркового транзисторного перетворювача

Отримано значення коефіцієнта нелінійних спотворень та коефіцієнта пульсацій для багатокоміркових перетворювачів з різною кількістю комірок для $\gamma = 0{,}4$ у табл. 1, та для $\gamma = 0{,}5$ — табл. 2.

Таблиця 1($\gamma = 0{,}4$)

Кількість комірок	THD(I)	PF
1	0.848	0.624
2	0.995	0.098

Таблиця 2($\gamma = 0{,}5$)

Кількість комірок	THD(I)	PF
1	0.836	0.657
2	0.998	0.067

Висновок

Побудова транзисторного перетворювача у вигляді багатокоміркової структури забезпечує можливість збільшення зварювального струму шляхом простого додавання уніфікованих модулів.

Розраховані коефіцієнти нелінійних спотворень та коефіцієнти пульсацій дозволяють зробити висновок про доцільність використання двох чи трьох комірок. Подальше збільшення кількості комірок не призводить до значного покращення значення коефіцієнтів.

Література

1. Bolle F. Real-Time Constant Power Feedback Optimizes Resistance Welding Processes for Lead-Acid Battery Manufacturing / Fritz Bolle, Bob Kollins// The Battery Man. – 2002. – Vol. 44, No. 4. – P. 68-70.
2. Khomfoi S. Multilevel Power Converters. Power Electronics Handbook/ S. Khomfoi, L.M. Tolbert. – Elsevier, 2007. – P. 451-482
3. Бас А.А. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом / А.А. Бас, В.П. Миловзоров, А.К. Мусолин. – М.: Радио и связь, 1987. – 160 с.
4. Способ формирования выходного напряжения генератора импульсов заданной формы и устройство для его реализации / В.С. Кодекин, В.И. Дягилев, В.М. Седых, И.Г. Мальцев // Электронная преобразовательная техника. Вузовский сборник. – Алчевск: ДГМИ, 1995. – Вып. 1. – С. 52-59.
5. А.с. 1691933 СССР, МПК Н03К3/53. Устройство для формирования выходного напряжения / В.С. Кодекин, В.И. Дягилев, И.Г. Мальцев, В.М. Седых. – № 4655431/21; заявл. 03.01.1989; опубл. 15.11.1991, Бюл. № 42.

Рекомендовано до публикації: асист. А.В. Заграничний

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.314

ГЕОМЕТРИЧНИЙ ПІДХІД ДЛЯ ОПИСУ ЗМІННИХ ТРИФАЗНОГО ФІЛЬТРО-КОМПЕНСУЮЧОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Д.А Миколаєць, М.О.Мацюк
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: maxim8700@gmail.com

В статті досліджено роботу трифазного фільтро-компенсуючого перетворювача паралельного типу. Застосовано геометричний підхід для опису змінних трифазного компенсатора. Отримано співвідношення, яке дозволяє виразити вихідні змінні через вхідні. Побудовано простір векторів вхідних та вихідних змінних.

The paper investigates the operation of a three-phase active power line conditioner of a parallel type. A geometric approach is used to describe the variables of a three-phase compensator. A relationship is obtained that allows you to express the output variables through the input variables. The space of vectors of input and output variables is constructed.

Ключові слова:*компенсатор реактивної потужності, трифазний фільтро-компенсуючий перетворювач, коефіцієнт потужності.*

Key words:*compensation of reactive power, three-phase active power line conditioner, power factor.*

Вступ

У сучасних умовах гостро стоїть питання забезпечення якості електричної енергії для промислових підприємств і мереж, де є різко змінне навантаження, особливо у мережах з низькою потужністю короткого замикання. Наявність різко змінного навантаження і вищих гармонік обмежує застосування джерел реактивної потужності на базі синхронних компенсаторів і конденсаторних установок, так як в першому випадку має місце інерційність, а в другому перевантаження устаткування вищими гармоніками. Трифазний компенсатор реактивної потужності з ємнісним накопичувачем енергії повністю задовольняє вимогам швидкодії та компенсації вищих гармонік [1,2].

Для побудови компенсаторів реактивної потужності, інваріантних до максимальної кількості зовнішніх збурень, слід вводити у системи найбільш можливу кількість зворотних зв'язків (ЗЗ). Тому є актуальною задача розробки методу математичного опису трифазного фільтро-компенсуючого перетворювача (ФКП), при якому використовується найбільша кількість змінних.

Метою даної роботи є застосування геометричного підходу для аналізу електромагнітних процесів в трифазному фільтро-компенсуючому перетворювачі (ФКП). Використання цієї теорії дозволить збільшити кількість вхідних змінних, що, відповідно, розширює можливості побудови інваріантних систем [3,4].

Геометричний підхід для опису змінних

На рис.1 представлена спрощена схема трифазного фільтро-компенсуючого перетворювача паралельного типу, який складається з накопичувальної ємності *C* та трифазного інвертора струму, до складу якого входять шість ключів інвертора *S1, S2, S3, S4, S5, S6*, та індуктивності L_a, L_b, L_c. До точок *e, f, g* підключається активно-ємнісне навантаження. Джерела U_a, U_b та U_c являють собою фазні напруги мережі.

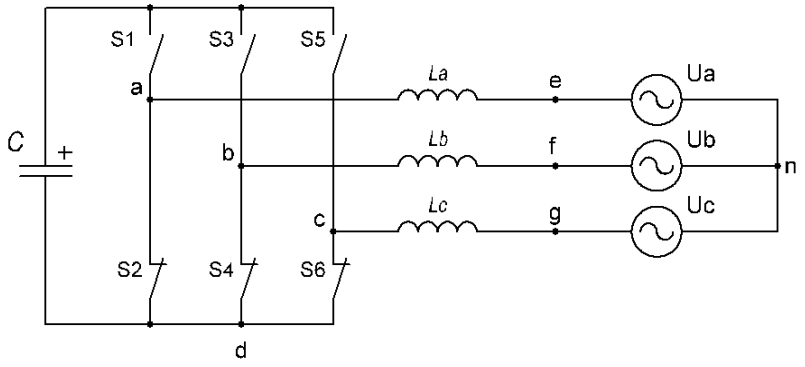
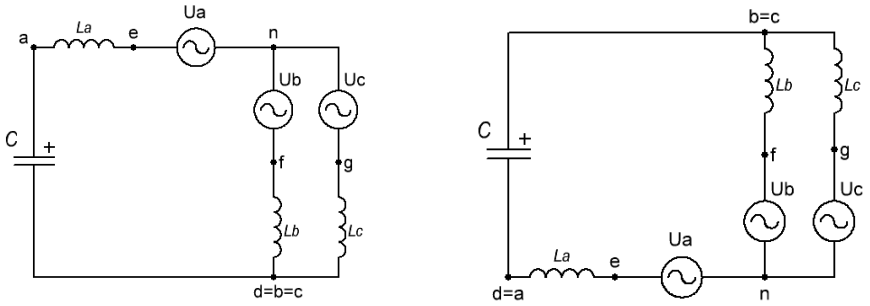


Рис. 1. Спрощена схема паралельного трифазного ФКП

Для побудови математичної моделі необхідно отримати залежність вихідної напруги від вхідної при можливих комбінаціях включення вентилів ФКП. При цьому вводиться поняття комутаційних логічних змінних – S_a, S_b, S_c. Якщо замкнений ключ анодної групи, то *S=1*, інакше *S=0*. На рис.2а зображена еквівалентна схема при $S_a=1$, $S_b=0$, $S_c=0$; на рис.2б схема при $S_a=0$, $S_b=1$, $S_c=1$.



а) б)

Рис. 2. Еквівалентні схеми ФКП

При інших можливих комбінаціях ключів еквівалентні схеми подібні рис.2. Якщо прийняти за вхідні змінні напруги на плечах інвертора U_{ad}, U_{bd}, U_{cd} та прийнявши навантаження збалансованим, то значення U_{nd} буде дорівнювати:

$$U_{nd} = \frac{U_{ad} + U_{bd} + U_{cd} - U_A - U_B - U_C}{3},$$

при цьому, якщо припустити, що фазні напруги симетричні, то

$$U_{nd} = \frac{U_{ad} + U_{bd} + U_{cd}}{3}. \qquad (1)$$

Значення вихідних змінних визначаємо з наступних виразів:

$$\begin{cases} u_{ae} = f_a \cdot u_{єн} - u_A \\ u_{bf} = f_b \cdot u_{єн} - u_B \\ u_{cg} = f_c \cdot u_{єн} - u_C \end{cases}, \quad (2)$$

де $u_{єн}$ – напруга на накопичувальній ємності ФКП, u_A, u_B, u_C – миттєві значення фазної напруги, f_a, f_b, f_c – комутаційні функції, що описуються співвідношеннями:

$$\begin{cases} f_a = \dfrac{2S_A - (S_B + S_C)}{3} \\ f_b = \dfrac{2S_B - (S_A + S_C)}{3} \\ f_c = \dfrac{2S_C - (S_A + S_B)}{3} \end{cases}. \quad (3)$$

Відповідно вище сказаного, зведемо вхідні та вихідні змінні до таблиці 1.

Таблиця 1.

Комутаційні змінні			**Вхідні змінні**			**Вихідні змінні**			
S_a	S_b	S_c	U_{ad}	U_{bd}	U_{cd}	U_{nd}	U_{ae}	U_{bf}	U_{cg}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	$u_{єн}$	$\frac{1}{3}u_{єн}$	$-\frac{1}{3}u_{єн} - u_A$	$-\frac{1}{3}u_{єн} - u_B$	$\frac{2}{3}u_{єн} - u_C$
0	1	0	0	$u_{єн}$	0	$\frac{1}{3}u_{єн}$	$-\frac{1}{3}u_{єн} - u_A$	$\frac{2}{3}u_{єн} - u_B$	$-\frac{1}{3}u_{єн} - u_C$
0	1	1	0	$u_{єн}$	$u_{єн}$	$\frac{2}{3}u_{єн}$	$-\frac{2}{3}u_{єн} - u_A$	$\frac{1}{3}u_{єн} - u_B$	$\frac{1}{3}u_{єн} - u_C$
1	0	0	$u_{єн}$	0	0	$\frac{1}{3}u_{єн}$	$\frac{2}{3}u_{єн} - u_A$	$-\frac{1}{3}u_{єн} - u_B$	$-\frac{1}{3}u_{єн} - u_C$
1	0	1	$u_{єн}$	0	$u_{єн}$	$\frac{2}{3}u_{єн}$	$\frac{1}{3}u_{єн} - u_A$	$-\frac{2}{3}u_{єн} - u_B$	$\frac{1}{3}u_{єн} - u_C$
1	1	0	$u_{єн}$	$u_{єн}$	0	$\frac{2}{3}u_{єн}$	$\frac{1}{3}u_{єн} - u_A$	$\frac{1}{3}u_{єн} - u_B$	$-\frac{2}{3}u_{єн} - u_C$
1	1	1	$u_{єн}$	$u_{єн}$	$u_{єн}$	0	0	0	0

В результаті аналізу напруг при відповідних станах переключення ФКП отримаємо співвідношення, яке дозволяє виразити вихідні змінні через вхідні змінні:

$$\begin{bmatrix} u_{ae} \\ u_{bf} \\ u_{cg} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_{ad} - 3u_A \\ u_{bd} - 3u_B \\ u_{cd} - 3u_C \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Отриману систему напруг можна представити тривимірною ортогональною системою координат приклад якої представлений на рис.3, де вісім кутів кубу представляють вісім векторів. Вихідні напруги U_{ae}, U_{bf}, U_{cg} визначені у двовимірному просторі є проекціями відповідних вхідних напруг U_{ad}, U_{bd}, U_{cd}. Оскільки простір вихідних напруг двовимірний, отже, серед трьох вихідних напруг незалежними будуть лише дві.

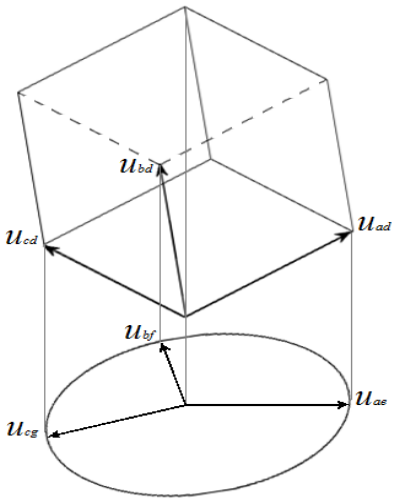


Рис. 3. Простори плечових і вихідних напруг

Висновки

Визначені співвідношення для переходу від вхідних до вихідних змінних трифазного фільтро-компенсуючого перетворювача, які дозволяють аналізувати протікання реактивної та активної складових потужності. Отримані на основі геометричного підходу простори вхідних і вихідних змінних необхідні для розробки алгоритмів керування ФКП, які при формуванні вектора вихідних напруг перетворювача забезпечують вибір стаціонарних векторів напруги, що задовольняють певному напрямку модуляції вектора струму компенсатора.

Література

1. К. А. Липковский, В. В. Кирик, А. Ф. Жаркин, А. Ф. Самков. Особенности электропитания «Энергоефективных потребителей» // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Моделювання електронних, енергетичних та технологічних систем”.– 1999. – Ч.1. – С.94-96.
2. В. Я. Жуйков, Нгуен Лыхай Тунг. Условие компенсации реактивной мощности высокочастотным преобразователем параллельного типа // Электроника и связь. – 1998. – № 5. – С. 82–85.
3. Ryan M. J., Lorenz R.D., De Doncker R.W., “Modeling of Multileg Sine-Wave Inverters: A Geometric Approach,” //IEEE Transactions on industrial electronics, vol.46, #6, December, 1999.-pp 1187-1198.
4. Петергеря Ю.С., Соболев А.В. Применение геометрического подхода к анализу процессов в матричных преобразователях. // Техн. електродинаміка. - 2000. - №5 – с. 34-36.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Терещенко Т.О.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

АПАРАТНА ЧАСТИНА ВИМІРЮВАЧА МИТТЄВОЇ ПОТУЖНОСТІ

В.В. Тєлєга
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: ecenin09@gmail.com

Стаття присвячена огляду існуючих методів та схемних рішень, розроблених для вимірювання потужності в колах змінного струму. За результатами аналізу та порівняння обрано структуру для апаратної частини вимірювача потужності, який в подальшому стане основою навчального стенду для виконання лабораторних робіт. Виконано також огляд існуючих налагоджувальних платформ таких виробників, як Arduino, Raspbery PI, STMicroelectronics, серед яких для подальшого застосування обрано платформу Arduino Uno.

The article provides overview of existing methods and circuit solutions for measure power in AC circuits. The structure of the hardware for power meter was chosen after analysis and comparison. This power meter will be using for educational laboratory stand. Also the review of existing debugging platforms such as Arduino, Raspbery PI, STMicroelectronics was done. The platform Arduino Uno was selected for further using.

Ключові слова:*Вимірювач потужності, датчики, налагоджувальна платформа.*

Key words:*Power meter, sensors, debug platform.*

Вступ

На даний момент моніторинг потужності, що споживається різними електроприладами, житловими будинками чи промисловими підприємствами, є безумовно актуальною задачею, враховуючи існуючі державні програми щодо підвищення ефективності використання енергетичних ресурсів. Існують вже готові пристрої для моніторингу потужності, що реалізують різні методи вимірювання з використанням таких платформ, як Arduino чи STMicroelectronics[1]. Задача підготовки фахівців, що знають і вміють працювати з такими пристроями, обираючи необхідний метод вимірювання залежно від вимог точності, є безумовно важливою. Предметом цієї статі є огляд існуючих методів та апаратних рішень для реалізації вимірювача потужності з можливістю застосовування різних методів вимірювання та їх порівняння за критерієм точності.

Налагоджувальні платформи

Налагоджувальна платформа (НП) або платформа – це невелика плата з власним процесором і пам'яттю, яка працює як і з аналоговим сигналами, так і цифровими. Вона містить інтерфейси для підключення різних периферійних пристроїв. Для деяких НП існують власні середовища для програмування.

Зручність використання таких платформ обумовлена відсутністю необхідності паяти схему для перевірки та налагодження розробленого проекту. Для з'єднання платформи

використовують швидкі з'єднання в макетній платі. Програмування мікроконтролера відбувається через USB порт шляхом підключення до комп'ютера і запису відповідної програми.

Актуальними на сьогодні є такі платформи, як Arduino UNO, Raspbery PI, STMicroelectronics [1]. При розробці навчального стенду необхідно врахувати такі критерії при виборі НП, як цінова доступність, функціональність та легкість у вивченні.

Розглядаючи ціновий критерій, варто відмітити, що найближчими і найбільш доступними за вартістю є Arduino Uno (300 грн) та STMicroelectronics (500 грн), а платформа Raspbery PI є більш дорогою (1000 грн). Зважаючи на це, для подальшої роботи було обрано платформу Arduino Uno.

Порівнюючи платформи за іншими показниками, необхідно відмітити наявність чи відсутність власного середовища програмування. Перевагою наявності такого середовища є існування вже готових наборів бібліотек та функцій, розроблених для цих платформ, які дозволяють полегшити написання програми та підвищують зручність налаштування.

Для програмування Arduino Uno існує середовище програмування Arduino IDE, яке є доступним на безоплатній основі [2]. Мовою програмування цього середовища є C/C++. Для порівняння, платформа від STMicroelectronics не має власного середовища програмування, використовучи такі, як ST Visual Develop та IAR EW, мовою програмування в яких також є C/C++.

Порівнюючи складність використання таких платформ, доцільнішим є використання Arduino, так як для програмування потрібні мінімальні знання мікропроцесорів та мови програмування, що є доцільним на початкових етапах навчання студентів. Прикладом використання Arduino в подібних застосуваннях є в проект «OpenEnergyMonitor» [3].

Датчики струму та напруги

Враховуючи велику кількість існуючих методів вимірювання значень струму та напруги у колах змінного струму, при розробці стенду основним критерієм для обрання методу є точність вимірювань та захищеність від перенапруг.

Одним з найпростіший способів вимірювання струму є використання шунта, який утворює мале падіння напруги, пропорційне до струму, що протікає через шунт. Такий підхід до вимірювання є найбільш точним, але інколи здійснити подібне підключення є неможливим або проблемним. Іншою, не менш важливою проблемою, є захищеність від перенапруги системи керування (СК). Із існуючих варіантів вирішення цієї проблеми можна відмітити безконтактний датчик струму, заснований на ефекті Холла [4]. В загальному випадку, датчик струму – це трансформатор, магнітопровід якого закріплений навколо провідника, через який протікає струм. Такий метод вимірювання використовують в проекті «OpenEnergyMonitor» [3], але недоліком схеми є низька чутливість до малих значень струму та значна чутливість до перехідних процесів, що впливають на точність вимірювання. Для підвищення чутливості до малих значень струму було запропоновано використовувати програмований операційний підсилювач MCP6S91, який керується через SPI інтерфейс [5]. В даній схемі (рис.1) також врахований захист від перехідних процесів за допомогою діодів Шоттки. Входи аналогово-цифрового

перетворювача (АЦП) Arduino використовуються як для вимірювання вхідного сигналу, так і в якості джерела опорної напруги.

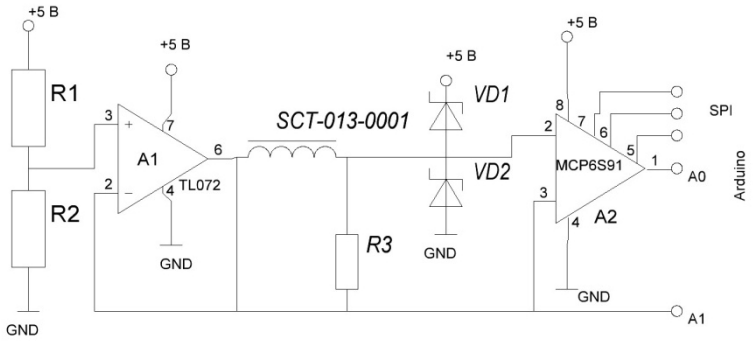


Рис. 1. Схема підключення датчика струму з використанням підсилювача

Для вимірювання напруги теж традиційно використовують трансформатор, який знижує напругу для подальшої її фіксації [3]. Такий варіант, з точки зору захисту схеми від перенапруги, є хорошим рішенням, але нелінійність трансформатора призводить до спотворень часової діаграми та до виникнення похибки вимірювання. Вирішенням цієї проблеми є використання лінійної системи, в якій відсутній етап перетворення напруги за допомогою трансформатора. Однак, при цьому виникає питання щодо захищеності схеми вимірювання від стрибків напруги в мережі. Дана проблема вирішується, зокрема, шляхом використання оптичної розв'язки на основі лінійного датчика HCPL-7520 фірми Agilent (рис.2) [6].

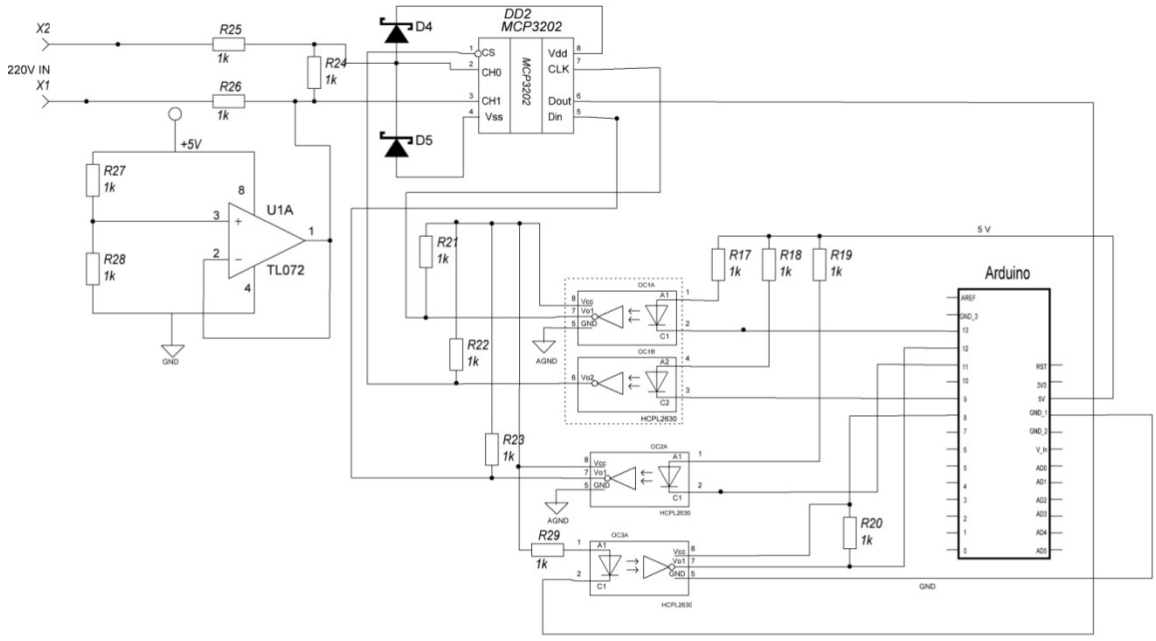


Рис. 2. Датчик напруги на основі лінійного датчика HCPL-7520

Датчики, представлені на рис.1, 2, покладені в основу реалізації вимірювального стенду для дослідження різнотипних навантажень та вимірювання їх потужності різними методами. Загальна структурна схема вимірювача потужності наведена на рис.3.

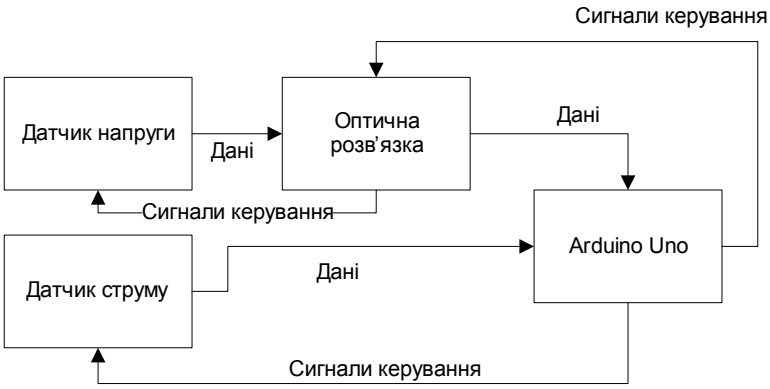


Рис. 3. Структурна схема вимірювача миттєвої потужності

Апаратна частина стенду працює за таким принципом: датчик струму (рис.1), напряму з'єднаний з Arduino Uno, дозволяє реалізувати безконтактний метод вимірювання струму; для створення середньої лінії, тобто для визначення рівня нуля, використовується Arduino Uno як джерело опорної напруги, тобто використовуються його сигнали керування; датчик напруги, зібраний за схемою рис.2, з'єднується з Arduino Uno через оптичну розв'язку, реалізовану на базі HCPL-7520 для захисту від перенапруг. Сигнали керування також подаються через оптичну розв'язку, це забезпечує повну ізоляцію від ділянки, що перебуває під високою напругою.

Висновки

Обрана апаратна частина на базі Arduino Uno є універсальним рішенням для лабораторного стенду, призначеного для ознайомлення студентів з різними методами вимірювання напруги та струму в колах змінного струму. Завдяки легкості програмування Arduino Uno, студенти зможуть швидко змінювати методи вимірювання, вносячи зміни в програмний код, та досліджувати і порівнювати ці методи вимірювань за такими критеріями, як швидкість та точність.

Література

1. http://www.rlocman.ru/review/article.html?di=148035
2. https://www.arduino.cc/en/Main/Software
3. https://openenergymonitor.org/
4. Давачі / М.В. Бурштинський, М.В. Хай, Харчишин Б.М. – 2-ге вид. доповн. – Львів: ТзОВ „Простір М", 2014. – 16с.
5. https://nicegear.co.nz/obj/pdf/SCT-013-datasheet.pdf
6. http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/95364/HP/HCPL7520.html

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доцент Хижняк Т.А.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ З МОДУЛЬНОЮ СТРУКТУРОЮ

Д. В. Кузін
НТУУ «КПІ ім.І.Сікорського», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: dimakuzin93@mail. Ru

Проведено аналіз топологій схем перетворювачів з модульною структурою. Виконано класифікацію модульних перетворювачів по головних трьох типах: AC / DC перетворювачі, DC / DC перетворювачі, DC / AC інвертори.

The analisys of the circuit topologies converters with modular structure was made. The modular converters were classified in to the three main types: AC / DC, DC/DC, DC/AC.

Ключові слова:*модульна структура, перетворювачі електроенергії, багаторівневі інвертори.*

Keywords:*modular structure, electricity converters, multilevel inverters.*

Вступ

Сучасний етап у розвитку пристроїв і систем перетворювальної техніки характеризується різким зростанням вимог до перетворювачів, а саме: якості електричної енергії, стабільності динамічних параметрів, збільшення числа виконуваних функцій і надійність. Згідно з вітчизняним і зарубіжними матеріалами, найбільш перспективним напрямком вирішення цієї проблеми є розробка систем модульних перетворювачів електроенергії [1-5].

Модульний принцип широко застосовується для побудови електронних перетворювачів різних типів, в тому числі багаторівневих інверторів [1,2], випрямлячів, імпульсних перетворювачів постійної напруги [3,4] та ін. Кожен уніфікований модуль, що входить до складу перетворювача, містить силові транзистори, захисні кола, кола керування, елементи для вирівнювання струму.

Перетворювачі з модульною структурою мають наступні переваги:

- можливість отримання заданих значень струму (напруги) шляхом об'єднання певної кількості ідентичних перетворювальних комірок (модулів) порівняно невеликої потужності;
- використання уніфікованого ряду модулів;
- високу надійність пристрою за рахунок резервування;
- формування заданої форми кривої напруги та струму;
- розподіл вхідної напруги, струму, потужності для забезпечення рівномірного навантаження силових ключів перетворювача;

Важливим також є й те, що при розробці модульних систем скорочується час їх проектування.

Модульні джерела живлення застосовуються в сферах телекомунікації, вимірювальної апаратури, системах промислової автоматики, на транспорті, в медичному обладнанні, системах розподіленого живлення і т.д.

Мета даної роботи є дослідження топологій схем перетворювачів з модульною структурою для проведення узагальненої класифікації.

Перетворювачі з модульною структурою

Серед модульних джерел живлення можна виділити наступні основні групи:

AC / DC перетворювачі (AC / DC конвертори). Багатофазні випрямлячі застосовуються як правило тільки в промисловій і спеціальній апаратурі. Модульна структура створюється шляхом об'єднання певної кількості ідентичних перетворювальних комірок порівняно невеликої потужності. Шляхом застосування різних способів з'єднання комірок перетворювача між собою можна отримати необхідні вихідні рівні струму або напруги. Всі модульні AC / DC перетворювачі зводяться в більшості до електричних процесів в базових структурах, а саме: випрямлячі з середньою точкою і випрямлячі за мостовою схемою.

AC / DC перетворювачі існують на різні потужності: від десятків ватів до одиниць кіловат. Сучасні перетворювачі характеризуються високою стабільністю вихідної напруги і низьким рівнем пульсацій. Коефіцієнт корисної дії досягає 90%. Імпульсні AC / DC перетворювачі мають малі габаритні розміри і масу в порівнянні з трансформаторними блоками живлення. При невеликій потужності навантаження (до декількох сотень ват) перетворення змінного струму в постійний здійснюють за допомогою однофазних випрямлячів [10].

DC / DC перетворювачі (DC-DC конвертори). Все різноманіття **DC-DC** зводиться до електричних процесів в трьох базових структурах — понижучої, підвищуючої, інвертуючої [9] . В перетворювальній техніці широко використовується модульне (паралельне (рис.1 а) або послідовне (рис.1 б)) підключення як окремих елементів (транзисторів, діодів, дроселів, і ін.), так і пристроїв перетворення і регулювання електричної енергії. Модульна структура імпульсних перетворювачів складається з N однотипних взаємозамінних модулів.

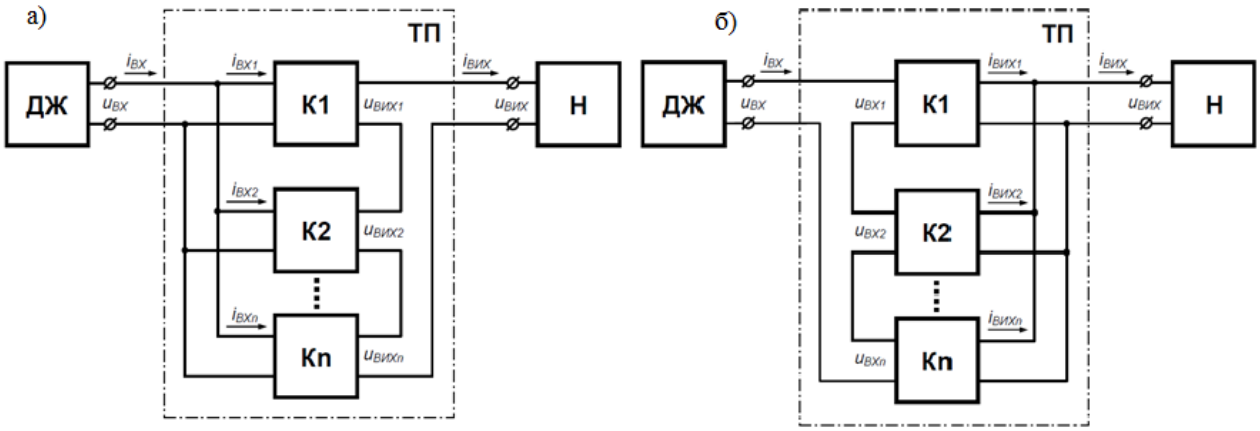


Рис. 1. а) Паралельне з'єднання комірок по входу і послідовне – по виходу, б) Послідовне з'єднання комірок по входу і паралельне – по виходу

DC / DC перетворювачі існують на різні потужності: від частки ват до десятків ват. DC / DC перетворювачі застосовуються як джерела вторинного електроживлення, для забезпечення ізоляції, стабілізації напруги на шинах електроживлення і т.д.

DC / AC інвертори. Сьогодні найбільш відомі наступні схеми багаторівневих інверторів: каскадна схема (cascade H-bridge inverter) рис.2 , з обмежуючими діодами (diode-clamped inverter, та з «плаваючими» конденсаторами (flying capacitor inverter. Також відомі комбіновані схеми, котрі базуються на трьох вищезгаданих схемах [6,7,8]. Відомі схеми з'єднання комірок – з підсумуванням у загальному конторі чи в загальному вузлі. В якості приклада показана схема з'єднання комірок на базі Н мостів у загальному контурі, рис. 2.

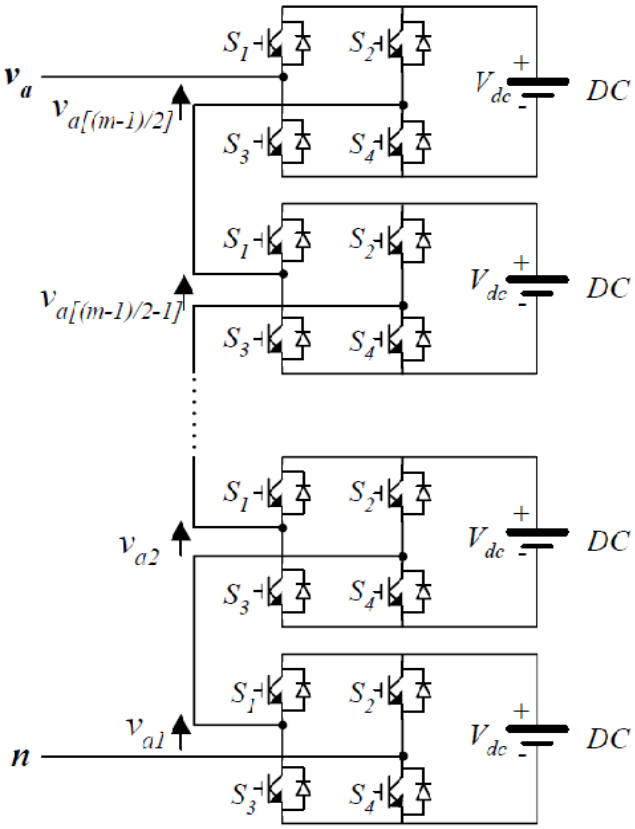


Рис.2 Схема каскадного з'єднання Н-мостів

DC / AC інвертори існують на різні потужності: від десятків до сотень ват. Багаторівневий інвертор при навантаженні понад 10% має ККД 96% в той час як інвертор з ШІМ – менше 90%. Багаторівневий інвертор має ККД більше 98% при 40% навантаження, в той час як максимальний ККД інвертора з ШІМ досягає 95,6% лише при 90% навантаження [5].

На основі проведеного огляду запропонована класифікація, в основу якої закладено розподіл перетворювачів по типу перетворення електричної енергії (AC / DC, DC/DC, DC/AC). Класифікація модульних перетворювачів наведена на рис.3.

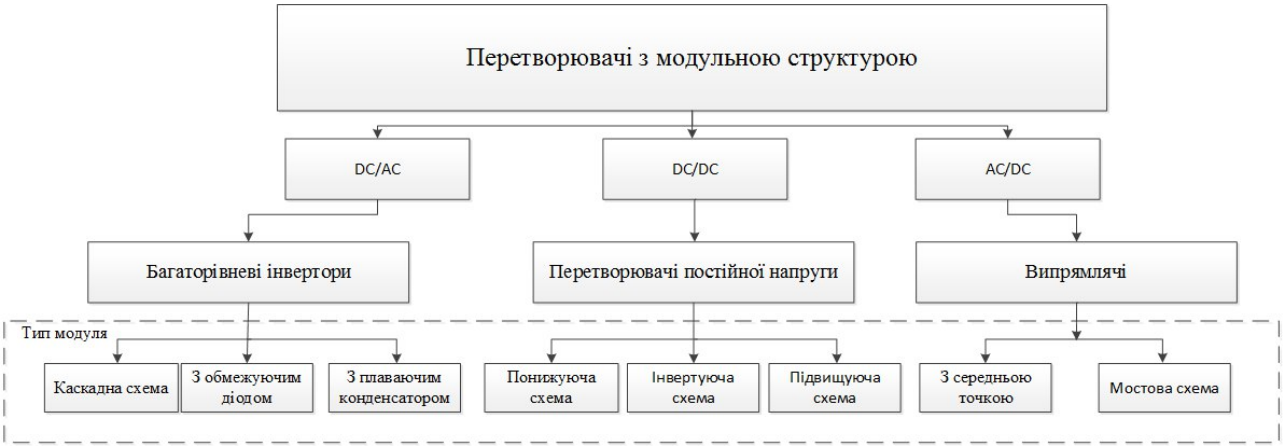


Рис 3. Класифікація модульних перетворювачів

Висновки

Модульний принцип застосовується в багаторівневих інверторах, випрямлячах, імпульсних перетворювачах постійної напруги.

Перевагою модульних систем є висока надійність, можливість резервування, менший час їх проектування. За результатами дослідженнями виконано класифікацію перетворювачів з модульною структурою. Класифіковано перетворювачі по типу перетворення електричної енергії та по топологічним рішенням основних складових перетворювачів.

Література

1. Khomfoi S. Multilevel Power Converters. Power Electronics Handbook/ S. Khomfoi, L.M. Tolbert. – Elsevier, 2007. – P. 451-482.
2. Зиновьев Г.С. Пути эволюции многоуровневых инверторов напряжения / Г.С. Зиновьев, Л.Г. Зотов, З.С. Темлякова // Технічна електродинаміка. Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки. – 2008. – Ч. 6. – С. 58-69.
3. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи /В.С. Моин. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
4. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш,Ю.И. Драбович, Н.Н. Юрченко, П.Н. Шевченко. – М.: Радио и связь, 1988. –
288 с.
5. Dixon J. Multilevel inverter, based on multistage connection of three-level converters scaled in power of three / J. Dixon, L. Moran // IEEE. – 2002. – vol. 2. – P. 456–461.
6. Modular Multi-Level Adjustable Supply with Parallel Connected Active Inputs : U.S. Patent 6 301 130 / M. F. Aiello, P. W. Hammond, M. Rastogi – Oct. 2001.
7. Modular Multi-level Adjustable Supply with Series Connected Active Inputs : U.S. Patent 6 236 580 / M. F. Aiello, P. W. Hammond, M. Rastogi – May 2001.
8. Multilevel Cascade Voltage-source Inverter with Separate DC source : U.S. Patent 5 642 275 / F. Z. Peng, J. S. Lai – June 24, 1997.
9. Управление многофазным импульсным преобразователем постоянного напряжения с гранично-разрывным режимом функционирования / Ю.А. Гунченко // Технология и

конструирование в электронной аппаратуре. — 2007. — № 6. — С. 20-25. — Бібліогр.: 10 назв. — рос.

10. Беркович Е.И., Ковалев В.Н., Ковалев Ф.И. и др.; Под ред. Ковалева Ф.И. и Мостковой Г.П. "Полупроводниковые выпрямители". - 2-е изд., переработ. Москва, "Энергия", 1978 г.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Терещенко Т.О.

НТУУ «КПІ ім.І.Сікорського», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

Бездротові технології Internet of Things для MicroGrid

А.В. Крилов
КПІ ім. Ігоря Сікорського, факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: artem142142@gmail.com

В даній роботі проаналізовані системи бездротової передачі даних для реалізації технології «Інтернет речей» на прикладі системи розподіленої генерації енергії MicroGrid. Приведені параметри бездротових технологій та їх порівняльний аналіз.

Wireless data transmitting systems were analyzed in the paperfor the implementation of the technology "Internet of Things" on the example of distributed generation MicroGrid system. The parameters of wireless technologies and their comparative analysis are given.

Ключові слова:*Інтернет речей, Мікрогрід, бездротові мережі.*

Key words:*Internet of Things, MicroGrid, wireless network.*

Вступ

Задача створення сучасних автоматизованих систем керування та прийняття рішень для систем розподіленої генерації MicroGrid в наш час є досить актуальною [1]. При цьому виникає ряд питань, пов'язаних з передачею та зберіганням інформації, отриманої з датчиків та контролюючих вузлів системи. Формування єдиного інформаційного середовища, що об'єднує всі наявні в MicroGrid пристрої, є принципово новою умовою формування узгодженого керування у спільному інформаційному середовищі, на відміну від традиційної побудови систем керування електроживленням [1]. Такий підхід забезпечує підвищення рівня «інтелектуалізації» керування електроенергетичними процесами. Тому важливим є залучення новітніх інформаційних методів та технологій для вирішення задачі керування.

Зокрема, актуальним є підхід до формування єдиного інформаційного середовища за концепцією «Інтернету речей».

Технологія Інтернету речей

Інтерне́т рече́й (англ. Internet of Things, IoT) — це мережа, що складається із взаємопов'язаних фізичних об'єктів (речей) або пристроїв, які мають вбудовані датчики, виконавчі пристрої, а також програмне забезпечення, що дозволяє здійснювати передачу і обмін даними між фізичним світом і комп'ютерними системами за допомогою використання стандартних протоколів зв'язку в дротових або бездротових мережах. Ці взаємопов'язані об'єкти можуть бути запрограмовані на зчитування інформації та приведення у дію пристроїв, що приєднані до них, ідентифікацію користувача, а також дозволяють виключити необхідність участі людини у функціонуванні цих пристроїв за рахунок використання інтелектуальних інтерфейсів[2].

На сьогодні Інтернет речей знаходиться на початковій стадії розвитку. Для його повної реалізації необхідний подальший розвиток існуючих бездротових технологій передачі даних та мережевої інфраструктури, а також покращення існуючої елементної бази пристроїв зчитування інформації та виконання дій (датчиків, вимикачів, тощо). Розвиток Інтернету речей залежить від наступних факторів, основними з яких є:

1. Технологій бездротових мереж з низьким енергоспоживанням;
2. Темпів впровадження стільникових мереж для IoT: EC-GSM, LTE-M, NB – IoT, а також універсальних мереж 5G;
3. Перехід мережі Інтернет на версію протоколу IPv6. [2]

Найпоширенішим способом зв'язку в IoT є бездротові мережі, які використовують відповідні технології передавання даних. До цих технологій належать перш за все LPWAN (англ. Low-power Wide-area Network – енергоефективна мережа далекого радіусу дії), WLAN (Wireless Local Area Network – бездротова локальна мережа, WPAN (Wireless Private Area Network – бездротова приватна мережа).

На рис. 1 наведено типову технологію бездротової мережі LPWAN.

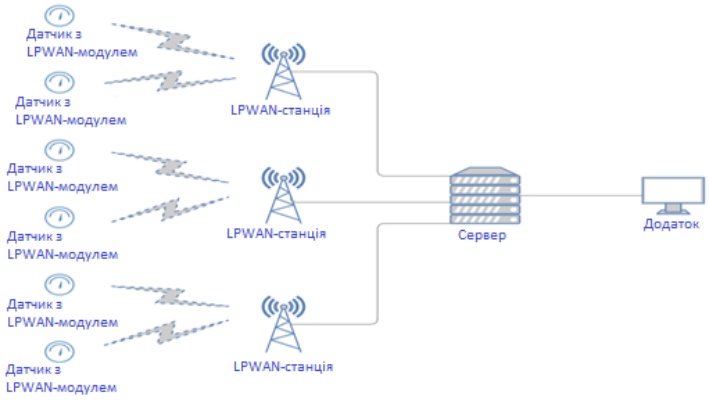


Рис.1.Типова топологія LPWAN-мережі

На рис.1 зображено: кінцеві датчики, представлені сенсорами з вбудованими LPWAN-модулям. Сенсори через бездротовий канал зв'язку з'єднані з LPWAN-станцією, яка охоплює певну зону покриття. Разом декілька таких станцій повністю покривають необхідну територію, забезпечуючи безперебійну роботу мережі. У свою чергу, LPWAN-станції з'єднані дротовими каналами зв'язку з сервером, який відіграє роль комутатора. LPWAN використовується для передачі інформації на далекі відстані, а для внутрішнього способу зв'язку використовується менш потужні мережі[3].

Тож для системи MicroGrid потрібно провести аналіз способу передачі даних за критеріями швидкості, частоти й радіусу дії. Порівняльна характеристика бездротових технологій передачі інформації наведена в табл. 1.

Таблиця 1. Порівняльна характеристика бездротових технологій передачі даних

Технологія	Стандарт	Використання	Пропускна спроможність	Радіус дії	Частота
Wi-Fi	802.11a	WLAN	до 54 Мбіт/с	до 100 метрів	5,0 ГГц
Wi-Fi	802.11b	WLAN	до 11 Мбіт/с	до 100 метрів	2,4 ГГц
Wi-Fi	802.11g	WLAN	до 54 Мбіт/с	до 100 метрів	2,4 ГГц
Wi-Fi	802.11n	WLAN	до 300 Мбіт/с	до 100 метрів	2,4 — 2,5 або 5,0 ГГц
Bluetooth v. 3.0	802.11	WPAN	від 3 Мбіт/с до 24 Мбіт/с	до 100 метрів	2,4 ГГц
Технологія	**Стандарт**	**Використання**	**Пропускна спроможність**	**Радіус дії**	**Частота**
ZigBee	802.15.4	WPAN	від 20 до 250 Кбіт/с	1-100 м	2,4 ГГц (16 каналів), 915 МГц (10 каналів), 868 МГц (1 канал)
WiMax	802.16d	WMAN (Бездротові міські мережі)	до 75 Мбіт/с	25-80 км	1,5-11 ГГц
WiMax	802.16e	Mobile WMAN	до 40 Мбіт/с	1-5 км	2,3-13,6 ГГц

З таблиці можна бачити, що у випадку компактного розгортання системи MicroGrid (наприклад, у приватному будинку, де відстані між об’єктами системи будуть менші 100 м) необхідно використовувати технології Wi-Fi, ZigBee або Bluetooth актуальних стандартів, бо вони забезпечують на вказаних відстанях необхідну швидкість передачі даних для коректного функціонування системи[5].

ZigBee — стандарт для набору високорівневих протоколів зв'язку, що використовують невеликі, малопотужні цифрові приймачі, заснований на стандарті IEEE 802.15.4-2006 для бездротових персональних мереж, таких як, наприклад, бездротові навушники, що з'єднані з мобільними телефонами за допомогою радіохвиль короткохвильового діапазону. Технологія визначається специфікацією ZigBee, яка розроблена з метою бути простішою та дешевшою, ніж інші персональні мережі, такі як Bluetooth. ZigBee призначений для мобільних пристроїв, де необхідна тривала робота від батарей і безпечність передачі даних у мережі.

Інтерфейс Bluetooth дає змогу передавати як голос, так і дані. Працюючи на частоті 2.4 ГГц, прийомопередавач (Bluetooth-chip) дає змогу встановлювати зв'язок у межах 10 або 100 метрів. Різниця у відстані, безумовно, велика, однак з'єднання в межах 10 метрів дає змогу зберегти низьке енергоспоживання, компактний розмір і досить невисоку вартість компонентів. Так, малопотужний передавач споживає всього 0.3 мА в режимі standby і в середньому 30 мА під час обміну інформацією. У стандарті Bluetooth передбачене шифрування даних, що

передаються з використанням ключа ефективної довжини від 8 до 128 біт і можливістю вибору односторонньої або двосторонньої аутентифікації. Додатково, до шифрування на рівні протоколу, може бути використано шифрування на програмному рівні.

У випадку рознесеного розгортання системи (більші відстані між об'єктами) доцільно використовувати технологію WiMax, оскільки вона має дальність дії, що на порядок перевищує значення вищеназваних технологій.

Отже, розглядаючи різні критерії ефективності, можна вибрати відповідні способи передачі даних й побудувати діаграму порівняння цих бездротових технологій (рис.2).

Рис.2. Діаграма порівняння Zigbee, WiFi, Bluetooth

Як видно з рис.2, стандарт Bluetooth є компромісом між WiFi й Zigbee, з точки зору співвідношення параметрів швидкості та економічності[5].

На практиці поділ між усіма стандартами бездротового зв'язку носить умовний характер. За діапазоном функціональних можливостей та технічними параметрами різні стандарти дещо перекриваються між собою і можуть конкурувати в одних і тих же проектах. Часто вибір тієї чи іншої технології бездротового зв'язку залежить від суб'єктивних уподобань розробника або визначається зовнішніми специфічними умовами Це можуть бути:

- Наявність розвиненої інфраструктури. Наприклад, відомо, що у всіх великих містах в даний момент існує і активно розвивається мережа точок доступу Wi-Fi. Зрозуміло, що в даній ситуації розробнику найбільш доцільно використовувати в своїй розробці модулі стандарту Wi-Fi.
- Наявність високого рівня стандартизації і широка підтримка стандарту великою кількістю пристроїв різних виробників. Цей випадок відповідає системі MicroGrid. У цьому випадку абсолютними лідерами є стандарти Bluetooth і Wi-Fi.
- Можливість покриття бездротовою мережею великих територій при збереженні низького енергоспоживання. З цієї точки зору найбільш перспективним є стандарт ZigBee[4].

Висновки

Таким чином, реалізація технології Інтернету речей у системах розосередженої генерації MicroGrid передбачає вирішення задачі вибору та подальшої реалізації бездротових систем передавання даних для створення єдиного інформаційного середовища, в якому відбувається обмін даними та прийняття рішень про узгоджене керування всіма об'єктами.

Розглянуті особливості та сфери застосування бездротових технологій дозволяють обрати найбільш доцільний спосіб реалізації IoT для конкретних практичних застосувань.

Література

1. Петергеря, Юлія Сергіївна. Інтелектуальні системи забезпечення енергозбереження житлових будинків : навч. посіб. / Петергеря Ю.С., Жуйков В.Я., Терещенко Т.О. - К. : Медіа-Прес, 2008. - 256 с.
2. Сэмюэл Грингард «Интернет вещей. Будущее уже здесь».
3. Росляков А.В., Ваняшин С.В., Гребешков А.Ю., Самсонов М.Ю. «Интернет вещей»
4. Гепко И. А., Олейник В. Ф., Чайка Ю. Д., Бондаренко А. В. «Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития»
5. The microgrid: Using emulation to predict application performance in diverse grid network environments / H. Xia, H. Dail, H. Casanova, A. Chien // In Proceedings of the Workshop on Challenges of Large Applications in Distributed Environments (CLADE'04). IEEE Press.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Ямненко Ю.С.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

СУЧАСНА ДІАГНОСТИКА СИЛОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

Я.С. Лисенко
НТУУ «КПІ ім. Сікорського», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: lysenkoyaroslav@mail.ru

Серед більшості проблем сучасної напівпровідникової електроніки проблема якості та надійності продукції займає особливе місце.

Відомо, що в напівпровідникових приладах (діодах, транзисторах) у ряді технологічних операцій виникають внутрішні механічні напруги, як результат нагріву, легування, нанесення і травлення різних функціональних шарів.

У полі механічної напруги різко прискорюється рухливість точкових дефектів, змінюється їх рівноважна концентрація і дефектна структура еволюціонує у напрямку формування макроскопічних дефектів, наявність яких у напівпровідникових приладах різко погіршує характеристики їх надійності.

Among most of the problems of modern semiconductor electronics problem of quality and reliability of products, occupies a special place.

t is known that semiconductor devices (diodes, transistors) in a number of manufacturing operations internal mechanical stresses arise as a result of heating, doping, etching and deposition of various functional layers.

In the mechanical stress dramatically accelerates the mobility of point defects, changing their equilibrium concentration and faulty structure evolves towards the formation of macroscopic defects whose presence in semiconductor devices greatly impairs their reliability characteristics.

Ключові слова:*силові напівпровідникові прилади, механічна напруга*, *діагностика.*

Keywords:*power semiconductor devices, mechanical stress, diagnostics.*

Вступ

Однією з особливостей виробництва напівпровідникових приладів є те, що в кожній партії приладів, що випускаються, повністю відповідної по якості та надійності вимог нормативно-технічної документації, тобто технічним умовам і конструкторській документації, маються прилади, що відрізняються по надійності на два та більше порядків, тобто присутні скритні дефекти, через які ці прилади можуть відмовити як в період доробки, так і в період повноцінної роботи, і прилади, які мають підвищену, у порівнянні з основною масою приладів, надійністю. Для усунення з партії цих потенційно-ненадійних напівпровідникових приладів проводяться постійні тести на брак, які включають в себе тестування приладу при підвищених та понижених температурах, термоциклювання, електротермотренування и т.п. [5], [6].

Основною метою виробників є отримання такого методу відбраковування

напівпровідникових приладів у процесі їх виробництва, який дозволяв би, по-перше, відбраковувати потенційно-ненадійні приладу; по-друге, замінити тривалі и недешеві випробування відбраковування.

Головною задачею розробки нових модифікацій відомих методів діагностування є підвищення достовірності до рівня не менше 90-95%, що потребують національні стандарти [1].

Рішення проблеми

Найбільш перспективним методом діагностування, через простоту реалізації, є метод низькочастотних шумів.

Як показують дослідження, в електронних компонентах причиною виникнення шуму виду 1/f є дефекти цих компонентів. Порівнюючи рівень 1/f – шуму однотипних компонентів, можна оцінювати їх відносну надійність. За допомогою такого методу можна діагностувати якість як аналогових, так і цифрових компонентів, не пошкоджуючи при цьому сам компонент. Метод функціонує дуже просто: високий рівень 1/f- шуму являється ознакою передвідказного стану.

Шумові виміри дають змогу виявити дефектність матеріалу з такою чутливістю, яка виявляється недоступною для оптичних та електричних методів [2].

Метод діагностики за допомогою низькочастотних шумів є універсальним (рис.1), він не обмежується тестуванням на дефекти тільки напівпровідникових приладів. Це може бути, наприклад, внутрішній електричний контакт інтегральної схеми в момент її виготовлення, готова інтегральна схема чи цілий модуль, в якому ця схема буде працювати. І усюди можна передбачити відмову компонента до того, як щось трапиться.

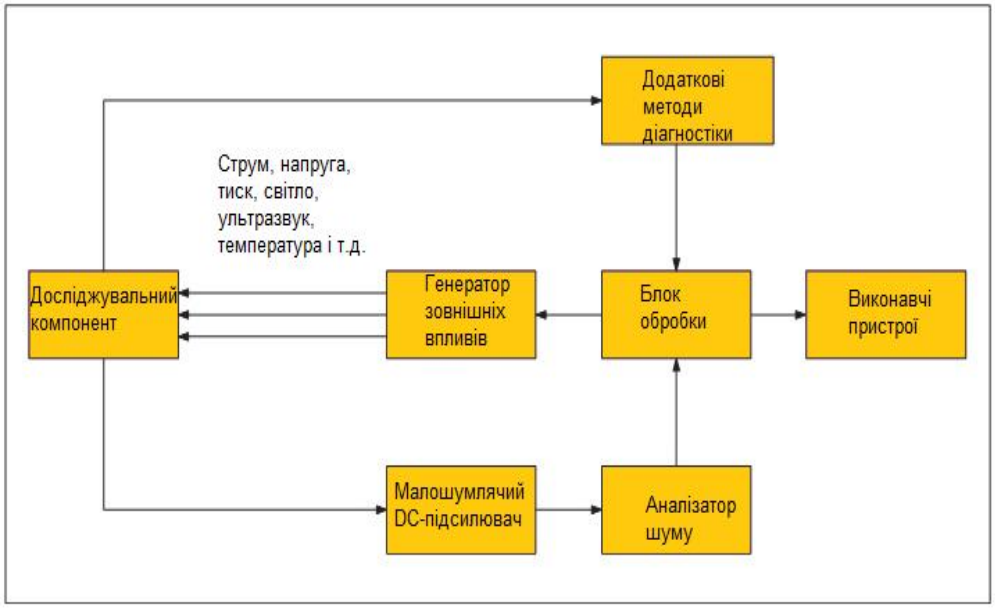


Рис. 1. Схема діагностики якості та надійності електронних компонентів по їх шумових характеристиках в області 1/f-шуму

Останні дослідження в області шумової діагностики показали, що цей метод можна використовувати в комбінації з іншими методами діагностики. Але, наразі, найважливіше питання - вибір алгоритму аналізу отриманих даних під час діагностики низькочастотних шумів.

Вважається, що найперспективнішим методом аналізу є вейвлет-перетворення.

Базисними функціями для вейвлет-перетворення є функції кінцевої тривалості (вейвлети). При його використанні, інформацію про частотні складові сигналу отримують за допомогою вимірювання ширини часового вікна (вейвлета).

Вейвлет-перетворення поєднує велику роздільну здатність по часу на високих частотах і велику роздільну здатність по частоті на низьких частотах. Найбільш ефективними вейвлет-перетворення є у тих випадках, коли на фоні повільної змінної складової сигналу може виникнути відносно швидка компонента.

Шумова діагностика – це саме той випадок, тому використання вейвлет-перетворювань для аналізу якості електронних компонентів абсолютно виправдано [3], [4].

Для отримання достовірної інформації на основі діагностики за низькочастотними шумами необхідно, щоб сам вимірювач був позбавлений власного 1/f-шуму. Іншими словами, необхідне застосування DC-підсилювача з низьким рівнем шуму. Найменш очевидною проблемою є наявність 1/f-шуму у спектрі зовнішніх впливів та (або) джерел живлення. Така нестабільність зовнішніх факторів спотворює власні низькочастотні шуми досліджуваного компонента [4].

Технології, що розвиваються, потребують удосконалення цього методу діагностування як ніяка інша галузь. Причина полягає у тому, що при зменшенні розміру кристалу та числа носіїв заряду вплив різних дефектів загрозливо збільшується. Шум виду 1/f в таких компонентах неминуче стає фактором, який обмежує їх можливості.

Висновки

Шумові характеристики електронних компонентів в області низьких частот дозволяє достовірно оцінювати їх потенційну надійність. Діагностика 1/f-шуму являється інструментом, який дозволяє передбачити відмову електронного компонента на любому етапі його експлуатації. Водночас вона не руйнує компоненти даючи велику точність результатів та займає небагато часу. В ближньому майбутньому можливо очікувати значне розширення шумових діагностик.

Література

1. Горлов М. И., Королев С. Ю. Физические основы надежности интегральных микросхем.
2. Воронеж: Из-во Воронежского университета, 1995.-200 с.
3. Інтернет ресурс - http://www.ioffe.ru/LNEPS/winter2004/levinshtein.pdf
4. Інтернет ресурс - http://www.autex.spb.ru/wavelet
5. Разуменко Д. Малошумящие DC-преобразователи // Компоненты и технологии. 2008. №6.
6. Физические основы надежности интегральных схем/ Под. ред. Ю.Г. Миллера. – М.: Сов. Радио. 1976. – 320 с.
7. Горюнов Н.Н. Свойства полупроводниковых приборов при длительной работе и хранении. – М.: Энергия, 1970.-104с.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Хижняк Т.А.

НТУУ «КПІ ім. Сікорського», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ ТА ДВИГУНІВ ВНУТРІШНЬОГО ЗГОРЯННЯ У ЛЕГКОВИХ АВТОМОБІЛЯХ

С.С. Багдасарянц
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: bagdasaryantsss@yahoo.com

Запропоновано порівняти ефективність використання автомобільного електродвигуна та двигуна внутрішнього згоряння за однакових експлуатаційних умов з позиції витрат на енергію, необхідну для переміщення легкового автомобіля.

We offer to compare the efficiency of automotive motor and an internal combustion engine under identical operating conditions from the standpoint of energy necessary for propulsion of the car.

Ключові слова: *електродвигун, паливо, акумулятор, енергія, вартість.*
Key words: *electric motor, fuel, accumulator, battery, energy, cost.*

Вступ

Для того, щоб автомобіль рухався, потрібно витратити енергію. В автомобілях з двигуном внутрішнього згоряння – це енергія палива, в електромобілях – електрична енергія акумулятора. Загалом, енергія витрачається на подолання сил тертя та сил аеродинамічного опору, що протидіють руху транспортного засобу, а також на нагрівання. В основному в транспортних засобах використовуються двигуни внутрішнього згоряння, але, за останні роки, все більшу частину ринку починають займати електромобілі з акумуляторними джерелами живлення. Нашою задачею є порівняння витрат енергії електродвигунів та двигунів внутрішнього згоряння, які будемо оцінювати виходячи з вартості електричної енергії та палива.

Для порівняння оберемо легкові транспортні засоби з двигунами однакової потужності та подібними масами: Tesla Model S (електричний тип двигуна), Ford Explorer 4.0 (бензиновий двигун), а також автомобіль, що відрізняється особливою економічністю: Skoda Octavia Greenline (дизельний двигун).

Розрахунок витрат електроенергії на заряджання акумулятора автомобіля Tesla Model S

Акумулятор Tesla дозволяє накопичувати $85\ \text{кВт}\cdot\text{год}\ (30.6\ \text{МДж})$ електричної енергії, а напруга між його виводами дорівнює $U_0 = 400\ \text{В}$. Виходячи з цих даних можна розрахувати електричну ємність акумулятора. Накопичена енергія W_c визначається за формулою :

$$W_c = \frac{CU_0^2}{2} = 85\ \text{кВт}\cdot\text{год}\,, \tag{1}$$

Тоді ємність акумулятора C дорівнює:

$$C = \frac{2 \cdot W_c}{U_0{}^2} = \frac{2 \cdot 3.6 \cdot 85 \cdot 10^6}{16 \cdot 10^4} = 3{,}825 \text{ кФ}, \quad (2)$$

Заряджання акумуляторної батареї можна розглядати як заряджання ємності по схемі, приведеній на Рис.1., де R - опір, що характеризує втрати енергії на нагрівання в процесі заряджання акумулятора.

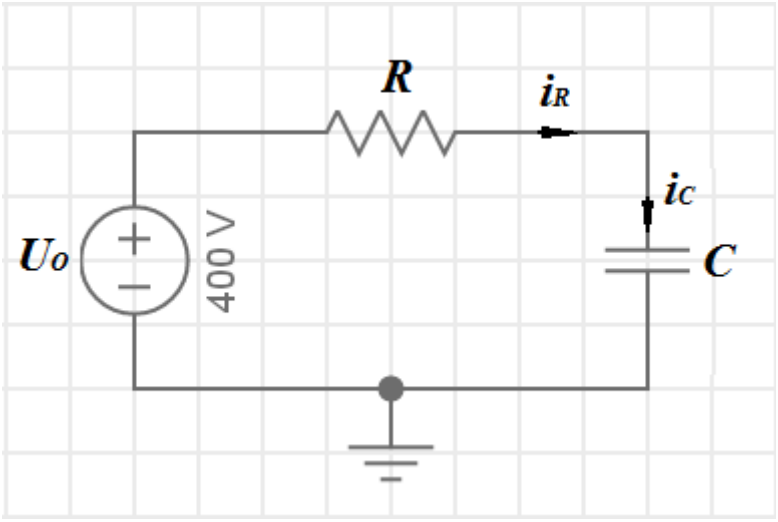


Рис.1. Схема заряджання акумулятора

Знайдемо всі напруги і струми, що визначають енергетичні процеси заряджання ємності. Диференціальне рівняння, яке описує схему заряджання ємності має наступний вигляд [1,2]:

$$r \cdot C \cdot \frac{dU_C}{dt} + U_C = U_0 \quad (3)$$

Вирішивши рівняння (3), знаходимо вираз (4) для напруги заряджання ємності, продиференціювавши який отримаємо вираз для струмів i_C, i_R, через ємність та опір відповідно.

$$U_C = U_0 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{rC}}\right) \quad (4)$$

$$i_C = i_R = C \cdot \frac{dU_C}{dt} = C \cdot U_0 \cdot \frac{1}{r \cdot C} \cdot e^{-\frac{t}{rC}} = \frac{U_0}{r} \cdot e^{-\frac{t}{rC}} \quad (5)$$

За законом Ома отримуємо напругу на опорі :

$$U_R = i_R \cdot r = \frac{U_0}{r} \cdot e^{-\frac{2t}{rC}} \cdot r = U_0 \cdot e^{-\frac{t}{rC}} \quad (6)$$

Знаючи напругу і струм, визначимо миттєву потужність P_R і енергію W_R, що виділяються на модельному опорі:

$$P_R = i_R \cdot U_R = \frac{U_0}{r} \cdot e^{-\frac{t}{rC}} \cdot U_0 \cdot e^{-\frac{t}{rC}} = \frac{U_0^2}{r} \cdot e^{-\frac{2t}{rC}} \quad (7)$$

$$W_R = \int_0^\infty P_R dt = \int_0^\infty \frac{U_0^2}{r} \cdot e^{-\frac{2t}{rC}} dt = \frac{U_0^2 \cdot C}{2} = 85 \text{ кВт} \cdot \text{год} \quad (8)$$

З формул (1) та (8) випливає, що кількість накопиченої ємністю енергії дорівнює кількості енергії, розсіяної на опорі в процесі заряджання, і не залежить від величини модельного опору R. Дана величина характеризує лише тривалість процесу заряджання акумулятору.

Оцінка ефективності використання енергії електродвигуном та двигуном внутрішнього згоряння

Компанією Tesla [3] зазначено, що з повністю зарядженим акумулятором, електромобіль Tesla Model S долає дистанцію в 400 км. Тоді, на 100 км шляху Tesla Model S витратить:

$$W_H = \frac{85}{400} \cdot 100 = 21{,}25 \text{ кВт} \cdot \text{год} \quad (9)$$

З (1) та (8) випливає,що для того, щоб запасти в акумуляторі $21{,}25 \text{ кВт} \cdot \text{год}$, необхідно витратити вдвічі більше електроенергії, тобто:

$$W_J = 2 \cdot W_H = 42{,}5 \text{ кВт} \cdot \text{год} \quad (10)$$

Інформація щодо поточної вартості електроенергії подана у Таблиці 1 [4]. Виходячи з міркувань щодо витрат електроенергії для подолання позначки середнього місячного пробігу легкового автомобіля, що становить приблизно 1.5 тисячі кілометрів, обираємо ціну за обсяг, спожитий понад $100 \text{ кВт} \cdot \text{год}$ за місяць.

Таблиця 1. Тарифи на електроенергію в Україні

Ціна за кВт · год при спожитому обсязі понад 100 кВт · год (з ПДВ)	1,68 грн./кВт · год
Ціна за кВт · год при спожитому обсязі до 100 кВт · год (з ПДВ)	0,90 грн./кВт · год

Введемо параметри G_1, G_2 та G_3, – кількість грошей, які треба витратити користувачам електромобіля, автомобіля з двигуном внутрішнього згоряння та економного авто на дизельному паливі, відповідно, на подолання шляху в 100 км.

Тоді:

$$G_1 = 1{,}68 \cdot W_J = 71{,}4 \text{ грн.} \quad (11)$$

Компаніями Ford [5] та Skoda [6] підтверджено, що середні витрати палива автомобілем Ford Explorer 4.0 та Skoda Octavia Greenline на 100 км безперешкодного прямолінійного руху сягають 20 л та 2,6 л відповідно. У Таблиці 2 зазначена середня ціна за 1 літр палива [7].

Таблиця 2 Ціни на пальне в Україні

Середня ціна на бензин	27 грн./л
Середня ціна на дизельне паливо	24 грн./л

Тоді:

$$G_2 = 27 \cdot 20 = 540 \text{ грн.} \quad (12)$$

$$G_3 = 24 \cdot 2{,}6 = 62{,}4 \text{ грн.} \quad (13)$$

Оцінимо у скільки разів грошові витрати електродвигуна менші за витрати двигуна внутрішнього згоряння та у скільки разів витрати дизельного двигуна менші за витрати електродвигуна:

$$\varphi_1 = G_2/G_1 = 7{,}563 \quad (14)$$

$$\varphi_2 = G_3/G_1 = 0{,}874 \quad (15)$$

Висновки

Порівнюючи ефективність використання автомобільного електродвигуна та двигуна внутрішнього згоряння за однакових експлуатаційних умов та беручи до уваги вирази (14) і (15), можна дійти висновку, що, обираючи легкові транспортні засоби зі схожими габаритами та двигунами однакової потужності, витрати на енергію електродвигуном будуть менші більше ніж в 7 разів, натомість, в порівнянні з найбільш економічним двигуном на дизельному паливі, акумуляторне джерело енергії є менш ефективним.

Остаточні висновки залежать від конкретних обставин і потребують додаткових досліджень.

Література

1. Витязь О.О., «Теорія електричних кіл», Електронний Кампус КПІ, 2015-06-19, 46-66 стор.
2. Витязь О.О., «Конспект лекцій ТЕЦ-2», Електронний Кампус КПІ, 2014-06-17, 76 стор.
3. Офіційна сторінка компанії «Tesla»: https://www.tesla.com/en_CA/models
4. Офіційна сторінка «Київенерго»: http://kyivenergo.ua/ru/tarifi
5. Офіційна сторінка компанії «Ford» : http://www.ford.com/suvs/explorer/2017/
6. Офіційна сторінка компанії «Skoda»: http://www.skoda-auto.com/en/
7. Офіційна сторінка національної мережі автозаправок «Wog»: https://wog.ua/

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Витязь О.О.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

СЕКЦІЯ №3: «ЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ ТА ПРИСТРОЇ»

УДК 621.19.20

МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕНТГЕНОВСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ЦИФРОВОЙ РЕНТГЕНОТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ СЦИНТИЛЛЯЦИОННОГО ЭКРАНА И ПЗС-МАТРИЦЫ

Д.С. Шило
НТУУ "КПИ им. И. Сикорского", Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: Dolphin@inet.ua

Выполнено сравнение рентгеновских изображений цифровой рентгенотелевизионной системы (РТВС) непрямого преобразования типа "сцинтилляционный экран – объектив – ПЗС-матрица" с изображениями, полученными при моделировании этой системы. Модель может быть адаптирована под конкретную техническую задачу, что даёт более точную оценку параметров проектируемой системы.

The X-ray images of the digital X-ray television system (XRTS) with the indirect conversion was compared with the images which was obtained during the simulation of this system. The model can be adapted to a specific technical problem, which gives more accurate estimation of the parameters of the designed system.

Ключевые слова:*неразрушающий контроль, рентгенотелевизионная система (РТВС), ПЗС-матрица, канавочный эталон чувствительности.*

Key words:*nondestructive inspection, X-Ray television system; CCD-matrix; image quality indicator.*

Введение

В современной промышленности для оценки качества продукции широко применяются методы неразрушающего контроля. Одним из самых надёжных на сегодняшний день является радиационный метод с использованием рентгеновского излучения.

Недостатки рентгенографии и потребность в высокопроизводительных средствах контроля и диагностики стимулировали появление цифровой рентгенографии, средствами которой стало возможно повысить производительность контроля и снизить его стоимость. При использовании методов цифровой радиографии ионизирующее излучение, прошедшее через контролируемый объект,с помощью электронных средств преобразуется в массив электрических сигналов, которые оцифровываются, обрабатываются с помощью компьютерной техники и используются для формирования цифрового изображения контролируемого объекта. Полученное цифровое изображение объекта содержит информацию о его внутренней структуре и может формироваться непосредственно во время просвечивания, т. е. в реальном времени [1, 2]. Такая система для цифровой рентгенографии называется рентгенотелевизионной системой (РТВС).

Разработка цифровых РТВС требует решения серьёзных научно-технических задач, к числу которых относятся: повышение отношения сигнал/шум и соответственно чувствительности контроля, увеличение квантовой эффективности преобразователей изображения, улучшение пространственной разрешающей способности, оптимизация режимов работы систем для обеспечения высокого качества радиационных изображений. Перечисленные задачи можно решить при помощи математического и физико-топологического моделирования таких систем.

процессе проектирования РТВС важно иметь возможность оценивать значения ключевых параметров системы без необходимости создания опытного образца. Это позволяет разработчику экономить значительные средства и время на этапе выбора компонентов РТВС.

В работах [3, 4] предложена модель преобразования рентгеновского изображения в цифровой сигнал. При помощи данной модели можно подбирать оптимальные режимы работы РТВС для исследования тех или иных объектов с целью выявления в них дефектов и неоднородностей; оценить совместимость элементов, которые в них используются; исследовать возможность работы РТВС в нестандартных режимах; уменьшить количество экспериментальных испытаний путём оптимизации режимов работы и т.д. Преимуществом данной модели также является её универсальность, что позволяет её использовать для моделирования систем с рентгеновскими детекторами прямого преобразования, а также медицинских систем.

Постановка задачи

Необходимо проверить достоверность модели. Для этого сформируем рентгеновские изображения при помощи модели и сравним их с цифровыми изображениями реальной системы.

В качестве объекта исследования была выбрана рентгенотелевизионная система непрямого преобразования типа «сцинтилляционный экран –объектив – ПЗС-матрица». Такие системы имеют ряд преимуществ перед другими РТВС: возможность смены сцинтилляционного экрана, что позволяет изменять размер рабочего поля и другие параметры системы; малое время получения изображения; простота конструкции; малые габариты и вес; низкая стоимость [2].

Результаты моделирования

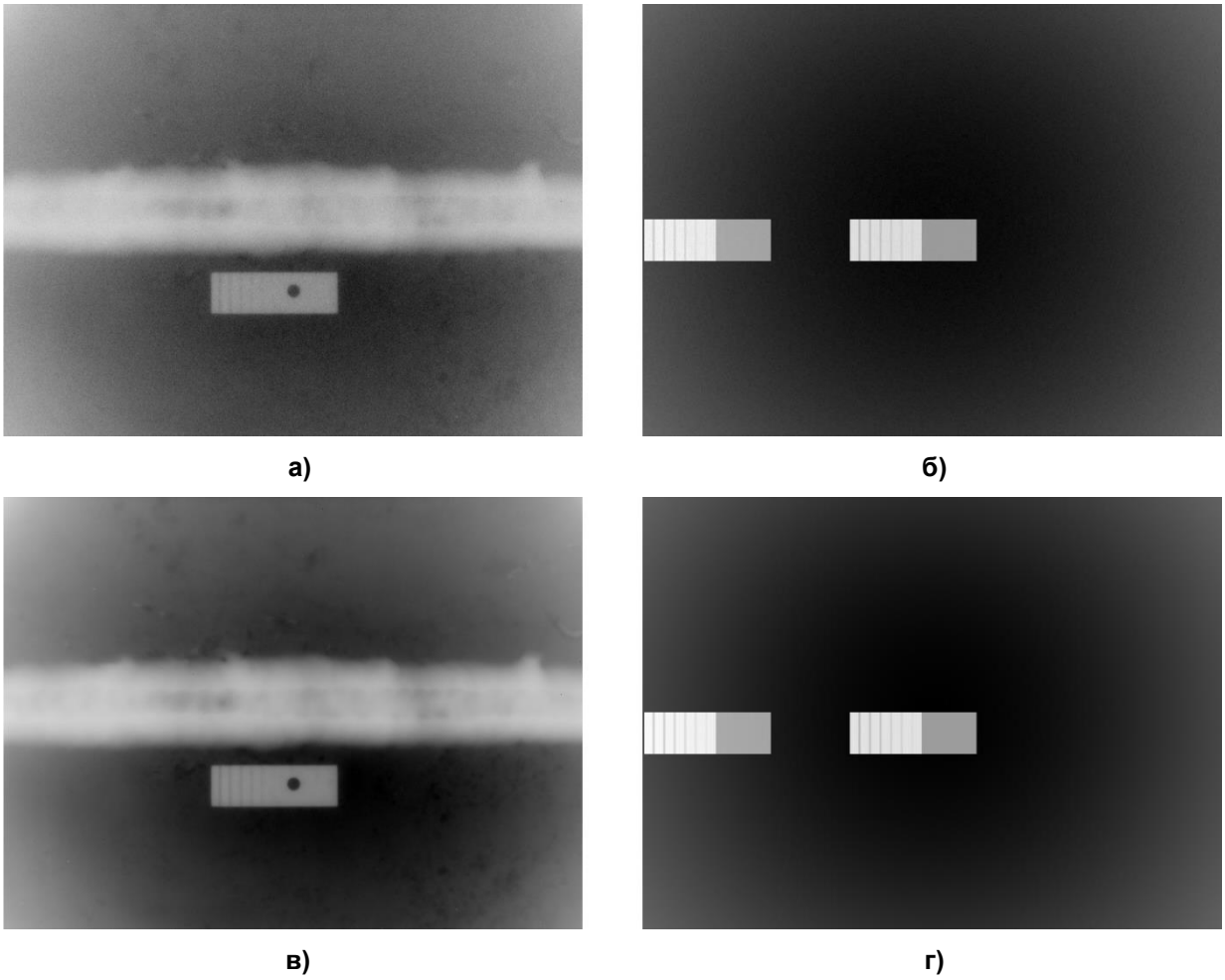
В качестве объекта контроля использовалась стальная пластина со сварным швом толщиной H_o = 1 см и канавочный эталон чувствительности. На рис. 1 приведены негативы экспериментальных и рассчитанных изображений, полученных при длительности накопления (t_i) 10 и 400 с. На практике накопление 400 с требуется далеко не всегда. Такое большая длительность была выбрана, чтобы сравнить результаты моделирования на разных участках динамического диапазона рентгенотелевизионной системы.

ПЗС-сенсор реальной системы охлаждался до температуры $T = -2{,}7$ °С при помощи элементов Пельтье. Стоит отметить, что для отображения полученных изображений на мониторе компьютера, выполнялось их преобразование.

Обычно при малой длительности накопления изображение получается достаточно зашумлённым, что в значительной степени является следствием квантовой (дискретной) природы света. Увеличение длительности накопления позволяет увеличить соотношение сигнал/шум за счёт усреднения шумов, меняющихся со временем.

На рис. 2 приведены усреднённые по полю канавочного эталона чувствительности строки для реального и рассчитанного изображений. Поскольку при моделировании для уменьшения времени расчётов пространственная фильтрация не учитывалась, то профиль эталона чувствительности на

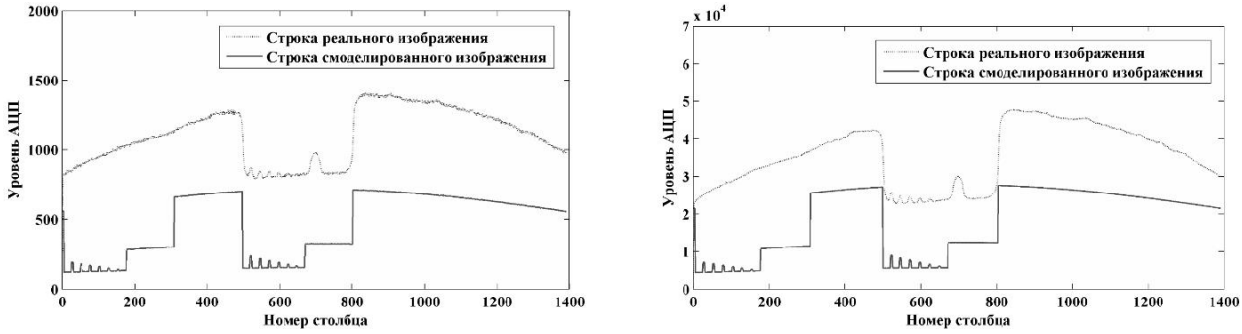
строке рассчитанного изображения имеет чёткие контуры, в отличие от закруглённых контуров профиля реального эталона.



а) **б)**

в) **г)**

Рис. 1. Негативы преобразованных изображений, полученных при длительности накопления 10 с (а, б) и 400 с (в, г): а, в – при помощи реальной системы; б, г – сформированное при моделировании



а) **б)**

Рис. 2. Усреднённые по полю эталона чувствительности строки реального и рассчитанного изображений (позитив): а – время накопления 10 с; б – время накопления 400 с

Вследствие неравномерности распределения рентгеновского излучения в реальных системах возникает искажение изображения, при котором уровень сигнала изменяется в зависимости от размещения объекта исследования под рентгеновской трубкой. Это объясняется неравномерностью распределения рентгеновского излучения по полю.

Во время моделирования предполагалось, что уровень чёрного камеры рентгенотелевизионной системы находится на нулевом уровне АЦП. В реальной же системе уровень чёрного регулируется электроникой камеры и может меняться в зависимости от её режима работы. Этим объясняется несовпадение уровней фона для строк реального и рассчитанного изображений.

Размеры эталона чувствительности и глубины канавок на рассчитанных изображениях хорошо согласуются с экспериментальными данными. Это позволяет заключить, что при помощи предложенной модели можно формировать изображения цифровой рентгенотелевизионной системы, которые с достаточной для неразрушающего контроля точностью передают строение объекта контроля.

Выводы

Проведено моделирование рентгеновских изображений цифровой рентгенотелевизионной системы непрямого преобразования типа «сцинтилляционный экран – объектив – ПЗС-матрица».

Показано, что применение предложенной ранее математической модели для формирования изображений позволяет оценить чувствительность контроля разрабатываемой рентгенотелевизионной системы без проведения эксперимента, что позволяет значительно сэкономить время и средства при разработке таких систем.

Литература

1. Комплекс цифровой радиографии для ревизии сварных соединений действующих трубопро-водов / Е.Ю. Усачев, В.В. Валиков, Е.Г. Точинский и др. – М.: Контроль. Диагностика. – 2014. – №6. – С. 60–64.

2. Современные системы радиационного неразрушающего контроля / В.А. Троицкий, С.Р. Михайлов, Р.О. Пастовенский, Д.С. Шило К.: Техническая диагностика и неразрушающий контроль. – 2015. – №1. – 23–35.
3. Шило Д.С. Моделирование процессов формирования цифрового рентгеновского изображения – К.: Электроника и связь. – 2015. – №6. – С. 34–41. (укр.)
4. Шило Д.С., Михайлов С.Р., Писаренко Л.Д. Квантовая эффективность детектирования цифровых рентгенотелевизионных систем на основе сцинтилляционных экранов и ПЗС-матриц. Минск.: Неразрушающий контроль и диагностика. – 2016. – №4. – С. 25–38.

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доц. Михайлов С.Р.

НТУУ «КПИ им. И. Сикорского", Факультет электроники, кафедра ЭПиУ, Киев, Украина

УДК 621.3

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИЙ СТЕНД ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ СПОНТАННОЇ ХЕМІЛЮМІНЕСЦЕНЦІЇ ВОДНИХ РОЗЧИНІВ

О.І. Притугін, О. А. Юневич
КПІ ім. Ігоря Сікорського,Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: prytugin.alex@gmail.com, hikarofumizuki@gmail.com

З ціллю дослідження спонтанної хемілюмінесценції водних розчинів було розроблено та створено експериментальний стенд, основними елементами якого є фотоелектронний помножувач, поміщеного в ізольований від зовнішнього світла корпус, високовольтний блок живлення, мікроконтролер ArduinoUno та персональний комп'ютер. В результаті попередніх досліджень отримані результати спонтанної хемілюмінесценції від розчинів 0,9 % NaCl та дистильованої води. Показано, що наявність домішок, що стабілізують кластерну структуру води статистично значимо зменшує спонтанне оптичне випромінення від розчина.

It was designed and created experiment al stand to study spontaneous chemiluminescence of a queous solutions. The main components of the stand are photo multiplier tube in the light-isolated body, high-voltage power supply, Arduino Uno microcontroller and PC. The result of primary researching was spontaneous chemiluminescence in 0,9% NaCl solution and distilled water. It is shown that the presence of admixtures that stabilize the cluster structure of water statistic ally reduces spontaneous optical radiation from solutions.

Ключові слова:*хемілюмінесценція, фотоелектронний помножувач, водний розчин, розчин* NaCl.

Keywords:*chemiluminescence, photomultiplier, watersolution, NaClsolution.*

Вступ

Хемілюмінесценція оформлюється в велику область науки, що знаходиться на стику між хімією, фізикою і біологією. Інтенсивність хемілюмінесценції може служити мірою швидкості процесу: чим швидше йде хімічна реакція, тим яскравіше світіння [1]. На цій основі можливий хемілюмінесцентний автоматичний контроль і регулювання хіміко технологічних процесів. У ряді випадків хемілюмінесценція виявляється зручним, а часом і єдиним способом вивчення енергетично нестабільних та збуджених молекул і атомів - частинок, які грають велику роль в ряді важливих процесів, наприклад, в процесах, що йдуть під дією радіоактивного випромінювання, під дією сонячної радіації у верхніх шарах атмосфери, при фотохімічних реакціях (зокрема, при фотосинтезі).

Відомо, що рідка вода характеризується кластерними утвореннями, що мають також динамічні властивості [2]. При утворенні і руйнуванні цих структурно-динамічних одиниць

утворюються хімічні елементи, як при радіолізі води. Ці процеси супроводжуються електромагнітним випромінюванням, зокрема в оптичному діапазоні довжин хвиль [3]. Однак інтенсивність випромінення достатньо мала й напівпровідникові датчики все ще не спроможні зафіксувати відповідні сигнали. Тому, для реєстрації сигналів спонтанної хемілюмінесценції відповідні системи вимірювання будуються на основі використання фотоелектронних помножувачів (ФЕП).

Метою роботи було створення робочого експериментального стенду для дослідження явищами спонтанної хемілюмінесценції водних розчинів.

Принцип роботи стенду для вимірювання спонтанної хемілюмінесценції водних розчинів

Блок схема експериментального стенду для вимірювання спонтанної хемілюмінесценції водних розчинів наведена на рис. 1.

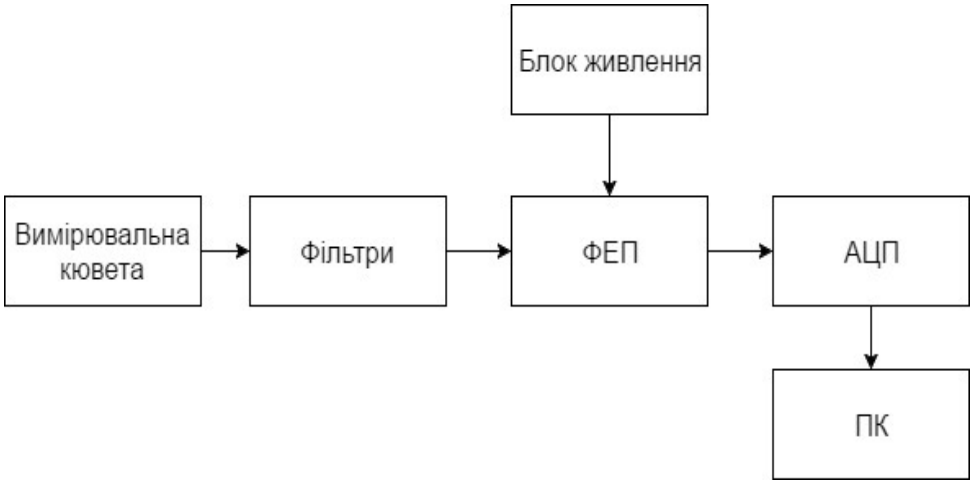


Рис. 1. Блок схема вимірювального стенду

Корисний сигнал з вимірювальної кювети, де знаходиться водний розчин, через оптичний фільтр з заданою довжиною хвилі пропускання, падає на поверхню ФЕП. ФЕП – електровакуумний прилад, в якому потік електронів, що випромінюється фотокатодом під дією оптичного випромінювання, посилюється в помножувальній системі в результаті вторинної електронної емісії. На основі використання ФЕП вдається підвищити сигнал в 10^5 разів і вище. У вимірювальній установці використовувався ФЕП-159. Даний ФЕП відповідає таким основним параметрам: спектральна чутливість $\Delta\lambda$=0,3…0,6 мкм, кількість динодів 12, напруга живлення не більше 2кВ.

Оптичні фільтри які встановлено на стенді, раніше встановлювалися на ФМ-56. В барабані 8 фільтрів і один отвір.

ФЕП поміщений у спеціально створений корпус, для ізоляції від зовнішнього світла.

Внутрішня частина корпусу виконана у чорному матовому кольорі з тією ж ціллю.

Високовольтним блоком живлення ФЕП в стенді є джерело напруги БВ-2-2, з максимальною робочою напругою 2,4 кВ. В експериментальних дослідженнях встановлювалась напруго 1,8 кВ.

Корисний сигнал з ФЕП поступає на аналого-цифровий перетворювач (АЦП) на базі платформи ArduinoUno. Частота дискретизації сингала становила 8 кГц, опорна напруга (максимальна напруга вимірювання) – 1,03 В. Цифрований сигнал передається на персональний комп'ютер за допомогою програмного коду в середовище MatLab.

Результати експериментальних вимірювань

Для тестування стенду й попередніх досліджень спонтанної хемілюмінесценції водних розчинів використовувались зразки дистильованої води та 0,9 % розчин NaCl. Об'єм розчинів складав 7 мл, радіус пробірки зі зразками – 1 см, час вимірювання – 5 хвилин.

Основний результат експериментальних вимірювань наведено на рис. 2, де U – середнє значення напруги на виході ФЕП.

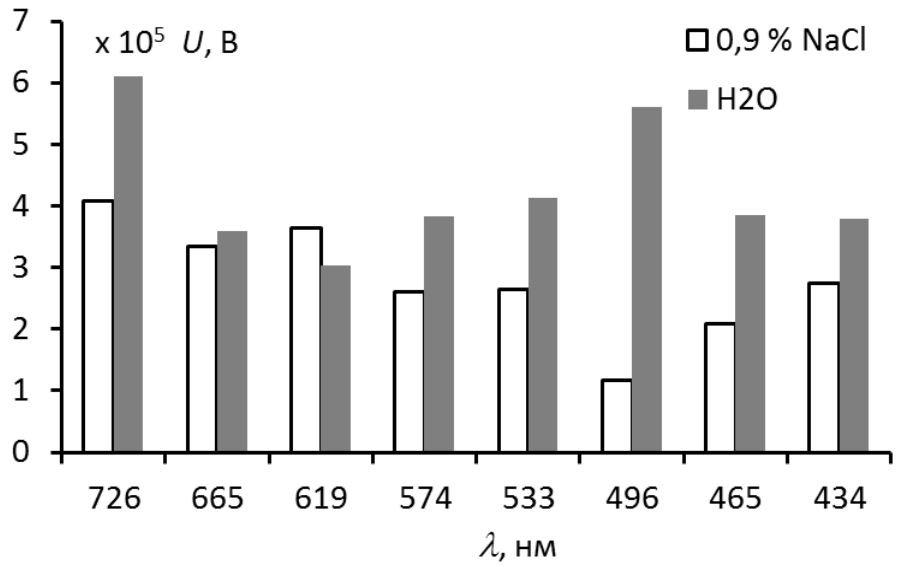


Рис. 2. Середня інтенсивність спонтанної хемолюмінесценціїдослюджювальних зразків

Аналіз даних на рис.2 показує, що майже на всіх довжинах хвиль середня спонтанна люмінесценція дистильованої води перевищує випромінення від розчину NaCl. Це можна пояснити тим, що незначна кількість низькомолекулярних іонів стабілізує структурно-динамічні властивості води. В наслідок цього елементарних актів руйнування кластерів води стає менше. Однак при аналіз максимальних значень спалахів світла, інтегральне значення люмінесценції показують більш складні результати й потребують уточнень.

Спектральний аналіз сигналів показує, що для обох зразків спектр в діапазоні від 0 до 4 кГц є рівномірним (рис. 3), що характеризує шумовий випадковий процес – спонтанну люмінесценцію.

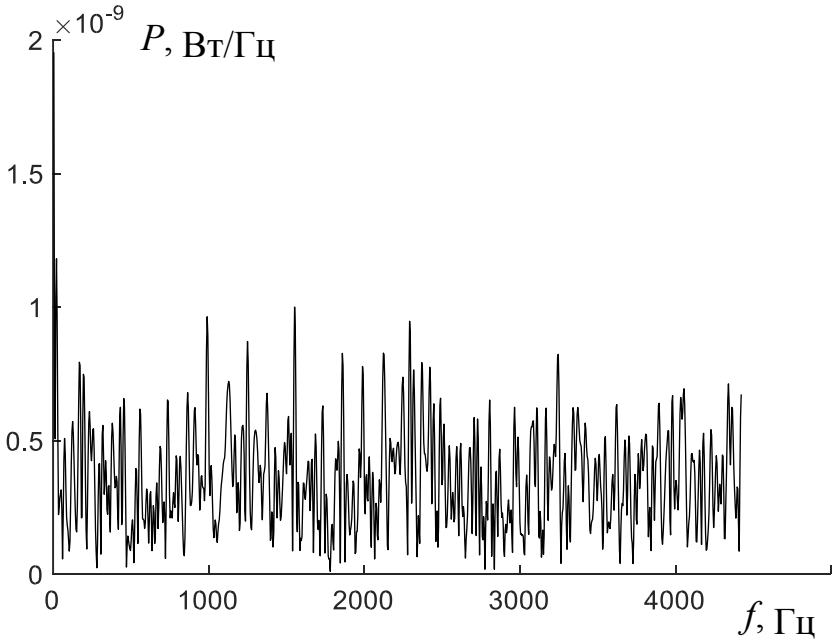


Рис. 3. Типовий спектр сигналу спонтанної хемілюмінесценції водних розчинів, що досліджувались

Висновки

Розроблений на основі фотоелектронного помножувача експериментальний стенд для дослідження хемілюмінесценції водних розчинів дозволяє вимірювати надслабкі сигнали спонтанних процесів. В результаті попередніх досліджень показано, що наявність іонів Na та Cl у води має стабілізуючий ефект на структурно-динамічні властивості води.

Література

1. Владимиров, Ю. А. Активированная хемилюминесценция и биолюминесценция как инструмент в медико-биологических исследованиях/ Ю.А. Владимиров// Соровский образовательный журнал ,Том 7, №1, 2001.
2. Глебов А.Н., Буданов А.Р. Структурно-динамические свойства водных растворов электролитов // Соросовский образовательный журнал. – 1996. – №9. – С. 72-78.
3. Николов Н.А. Изменение спонтанной люминесценции водных растворов под действием радиочастотного электромагнитного облучения / Н.А. Николов // Электроника и связь. – 2011. – № 5-6. – С. 18–24.

Рекомендовано до публікації: доц. Ніколов М. О.

КПІ ім. Ігоря Сікорського,Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 621.38

ДОСЛІДЖЕННЯ МОЖЛИВОСТЕЙ МОДЕЛЮВАННЯ НВЧ ГЕНЕРАТОРА ПЛАЗМИ У СЕРЕДОВИЩІ COMSOL MULTIPHYSICS

В.В. Перевертайло, С.О. Майкут
НТУУ «КПІ ім. І.Сікорського», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: vladimir_mj@ukr.net

У статті розглянуто перспективність застосування методів, що базується на використанні НВЧ плазми, та представлені результати моделювання процесу генерації НВЧ плазми у середовищі Comsol Multiphysics.

The prospects of methods application basing on the use of microwave plasma are considered and results of simulation of microwave plasma generating process in Comsol Multiphysics are presented.

Ключові слова: *НВЧ енергія, низькотемпературна плазма, НВЧ генератор, COMSOL Multiphysics.*

Key words: *microwave energy, low-temperature plasma, microwave generator, COMSOL Multiphysics.*

Вступ

Речовина у плазмовому стані привертає увагу науковців вже не один десяток років [1-3]. Але чому ж це питання досі актуальне? Уся суть полягає у тому, що плазмові технології дозволяють проводити широкий спектр робіт по обробці поверхонь різних матеріалів, при цьому даючи кращі результати, ніж при інших видах обробки (дозволяє замінити дорогі рідинні реагенти і надчисту воду більш дешевими газами, збільшити продуктивність процесів, підвищити їх роздільну здатність і автоматизувати обробку). Крім того, пристрої на базі плазми знаходять застосування у світловій техніці, випереджаючи по спектру та світловому потоку інші джерела світла, що існують та широко використовуються сьогодні!

Плазмові технології мають особливе значення у житті планети за рахунок екологічності процесів, які проходять на базі плазми. Крім того, ці технологічні процеси вдосконалюються з кожним роком, що не може не цікавити кафедру електронних приладів та пристрої факультету електроніки КПІ ім. Ігоря Сікорського. Автори доповіді проводять наукову роботу згідно концепції цільової програми наукових досліджень НАН України «Перспективні дослідження з фізики плазми, керованого термоядерного синтезу та плазмових технологій» на 2017-2019 роки.

Плазма як прецизійний робочий інструмент

Плазма виконує роль прецизійного робочого інструмента при різних типах обробки поверхонь твердих тіл. Стан рівноважної плазми, як і всякого газу, визначається її **складом, концентрацією компонент і температурою.** Безпосередньо завдяки високій температурі електронів та високій електропровідності [4], низькотемпературна плазма має надзвичайно

потужний енергетичний вплив на оброблювані речовини, виступаючи в ролі як універсального теплоносія, так і реагенту. Плазма дає можливість створювати в зоні хімічної реакції нерівноважні умови і за рахунок цього досягати надрівноважних виходів продуктів реакції, а також отримувати унікальні речовини, наприклад, сполуки благородних газів (наприклад, фториди ксенону та ін.).

За допомогою плазми можна розкладати до атомів найміцніші хімічні сполуки, створювати на поверхні матеріалів найтонші плівки зі спеціальними (наприклад, напівпровідниковими) властивостями, напилювати тонкі плівки на тугоплавкі матеріали, жаростійкі, зносостійкі та інші покриття, різати метали, навіть такі, що мають високу теплопровідністю (мідь, алюміній) [5]. Таким чином, в залежності від виду плазмоутворювального газу та природи поверхні твердого тіла за допомогою низькотемпературної газорозрядної плазми можуть бути реалізовані різні процеси обробки. Їх можна об'єднати в три великі групи: видалення матеріалу з поверхні твердого тіла (всі види розпилення, травлення та очищення), нанесення матеріалу на поверхню твердого тіла [6] (хімічне – з газової фази, фізичне – матеріалу мішені, фізико-хімічне – з матеріалу мішені, що модифікується в газовій фазі) і модифікація поверхневого шару твердого тіла (окислення, анодування, нітридизація, легування іншими елементами, текстурування, гетерування, відпалення).

Зазначені вище особливості протікання плазмових процесів викликають необхідність вивчення умов виникнення заряджених частинок, елементарних процесів у плазмі, умов генерації низькотемпературної плазми, діагностики потоків низькотемпературної плазми, що на думку авторів доповіді дозволить зробити фізико-інженерний пакет COMSOL Multiphysics – віртуальна лабораторія для моделювання фізичних процесів.

Отримати плазму можна різними методами, зокрема за допомогою нагрівання (десятки-сотні тисяч градусів), розрядів різних типів… У даній роботі досліджується метод генерації на базі НВЧ розряду. Хоча відомо, що НВЧ може використовуватися для створення плазми [6-9], однак технологічних генераторів плазми для серійного виробництва різних виробів в промисловості на основі цього розряду явно не достатньо. Наше завдання – моделювання процесу генерації плазми для подальшого експериментального дослідження прототипу НВЧ генератора плазми для використання в процесі обробки поверхонь твердих тіл.

Моделювання плазмового генератора НВЧ

У програмі COMSOL Multiphysics автори розробили модель плазмового генератора НВЧ з наступними параметрами: частота НВЧ хвилі f = 2,45 ГГц, розміри хвилеводно-резонаторного тракту a x b x l = 11 см x 5,5 см x 26 см, матеріал конструкції – мідь, потужність $P_{НВЧ}$ = 100, 300 та 500 Вт (регульована), тиск 1 Торр.

Вибір оптимальної геометрії НВЧ генератора описаний у роботі [7]. Для прямокутного хвилеводу основною модою є хвиля типу H_{10}. У якості газового наповнення використовується газ аргон. Динаміка процесу розраховувалась згідно довідникових даних та наступних співвідношень взаємодії електрона з частками у області генерації плазми:

Пружне зіткнення: $e+Ar=>e+Ar$

Збудження: $e+Ar=>e+Ar_s$

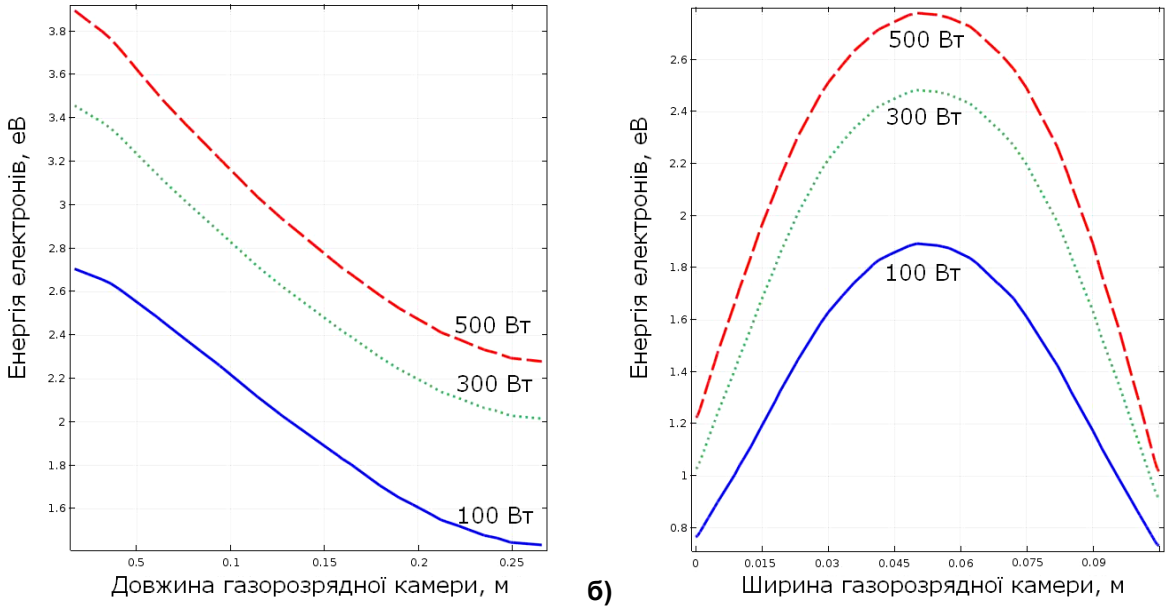
Іонізація: $e+Ar=>2e+Ar^+$

$e+Ar_s=>2e+Ar^+$

Нейтралізація: $e+ Ar^+=> Ar,$

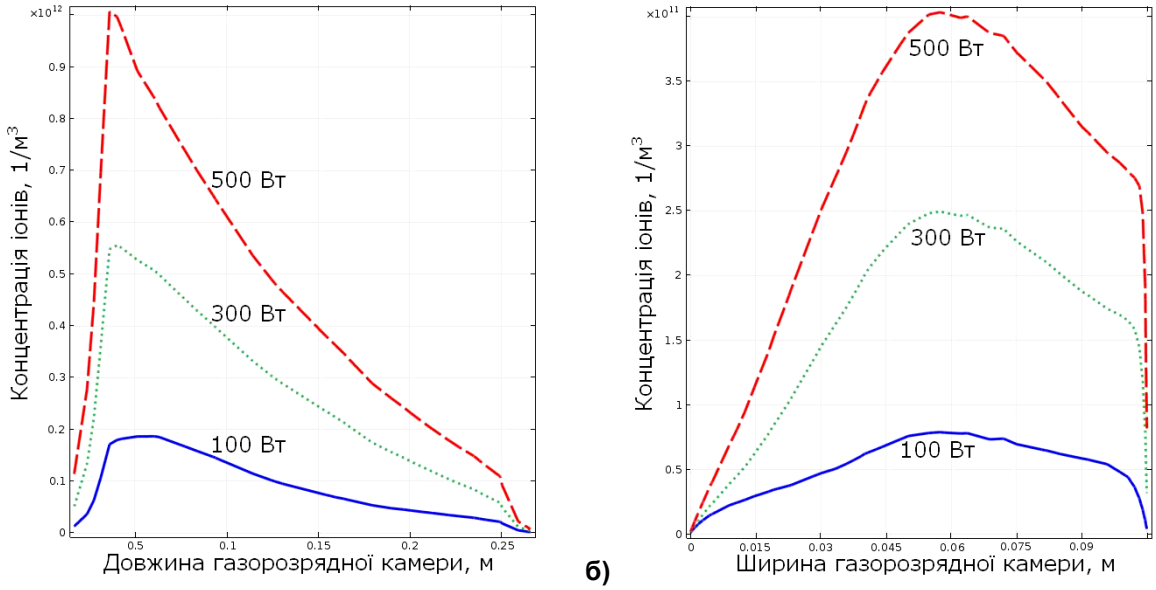
де e – електрон, Ar – атом аргону, Ar_s – збуджений атом аргону, Ar^+ – іон аргону.

Таким чином, електрон, взаємодіючи з частками газу, який заповнює газорозрядну камеру, може викликати збудження, іонізацію або нейтралізацію газу, або ж може відбутись пружне зіткнення з атомом аргону. В залежності від енергії часток та області взаємодії такий вплив буде різним. Результатом моделювання стали розрахунки енергії електронів в області генерації плазми (рис. 1) та концентрації іонів, які утворюються під їх впливом (рис. 2).



а) **б)**

Рис. 1. Розрахунок енергії електронів в області плазми при різних потужностях НВЧ енергії (а, б – у площині поперечного перерізу вздовж та впоперек напрямку поширення НВЧ хвилі відповідно)



а) б)

Рис. 2. Розрахунок концентрації іонів в області плазми при різних потужностях НВЧ енергії (а, б – у площині поперечного перерізу вздовж та впоперек напрямку поширення НВЧ хвилі відповідно)

Як видно з рис. 1 та 2, максимальному впливу піддається газ у області входження НВЧ хвилі у газорозрядну камеру, при чому максимальна кількість іонів генерується у центральній частині об'єму. Це обумовлено тим, що на краях об'єму збільшується вірогідність нейтралізації іонів на стінках камери та поступове зменшення області електронно-циклотронного резонансу. Центр графіка на рис.2,б трохи зміщений вправо по причині того, що газ напускається з лівої сторони камери через штуцер зі швидкістю 1 см/с.

Висновки

У статті представлені можливі напрямки застосувань НВЧ плазми, звідки видно доцільність конструкторсько-технологічних розробок у даній області. Досвід моделювання процесу генерації НВЧ плазми у середовищі Comsol Multiphysics засвідчує можливість отримання результатів розрахунків, важливих та корисних для створення експериментального прототипу плазмового генератора НВЧ для використання в процесах обробки поверхонь твердих тіл.

Література

1. Burns A. Alzheimer's disease / A. Burns, S. Iliffe. // BMJ. – 2009. – №338.
2. National Institute for Health and Clinical Excellence. Dementia: Quick Reference Guide: Supporting People with Dementia and Their Carers in Health and Social Care NICE clinical guideline / National Institute for Health and Clinical Excellence. – London: National Institute for Health & Clinical Excellence, 2011. – 27 с.
3. Alzheimer Disease Imaging [Електронний ресурс] / Tarakad S Ramachandran, MBBS, MBA та ін.] // Medscape. – 2014. – Режим доступу до ресурсу: http://emedicine.medscape.com/article/336281-overview.

4. Tc-99m HMPAO SPECT in the differential diagnosis of the dementias with histopathologic confirmation / [F. J. Bonte, T. S. Harris, L. S. Hynan та ін.]. // Clin Nucl Med. – 2006. – №31. – С. 8.
5. Dougall N. J. Systematic review of the diagnostic accuracy of 99mTc-HMPAO-SPECT in dementia / N. J. Dougall, S. Bruggink, K. P. Ebmeier. // Am J Geriatr Psychiatry. – 2004. – №12. – С. 70.
6. Ikonomovic M. D. Post-mortem correlates of in vivo PiB-PET amyloid imaging in a typical case of Alzheimer's disease / M. D. Ikonomovic, E. E. Abrahamson, W. E. Klunk. // Brain. – 2008. – №131. – С. 45.
7. Analysis of sub-anatomic volume changes in Alzheimer brain using diffusion tensor imaging / R. Piyush, S. Ramakrishnan // IEEE 40th Annual Northeast Bioengineering Conference (NEBEC). – 2014.
8. Voxel-based detection of white matter abnormalities in mild Alzheimer disease / [S. Xie, J. Xiao, G. Gong та ін.]. // Neurology. – 2006. – №12. – С. 1845–1849.
9. Identifying regions of interest for discriminating Alzheimer's disease from mild cognitive impairment / H. Aidos, J. Duarte, A. Fred // IEEE International Conference on Image Processing (ICIP). – 2014.
10. Alemán-Gómez Y. IBASPM: Toolbox for automatic parcellation of brain structures. 12th Annual Meeting of the Organization for Human Brain Mapping / Y. Alemán-Gómez, L. Melie-García, P. Valdés-Hernandez. // Neuroimage (CD-Rom in NeuroImage). – 2006. – №27.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Тимофєєв В.І.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

СЕКЦІЯ №4: «ФІЗИЧНА ТА БІОМЕДИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.3 м

СПЕКТРАЛЬНІ МЕТОДИ ОБРОБКИ БІОМЕДИЧНИХ СИГНАЛІВ СТАНУ СЕРЦЕВО СУДИНОЇ СИСТЕМИ

Д.А. Ларін, Л.Є. Клепач
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна,e-mail: svk6c6zk1@gmail.com

В статі пропонується використання спектрального перетворення в орієнтованому базисі з метою забезпечення експрес – діагностики серцево – судинної системи. Показано, що використання спектрального перетворення, для вирішення завдань діагностики, забезпечує значну економію часу обробки (до 30 %). Представлений приклад експрес – діагностики.

Use of spectral transform at oriented basis in order to provide express diagnostics of cardiovascular system is proposed. It is shown that choice of spectral transform to solve diagnostics task provides significant processing time savings (up to 30%) Example of express diagnostics is presented.

Ключові слова: *серцево – судинна система; спектральне перетворення в орієнтованому базисі; експрес – діагностика.*

Keywords*: cardiovascular system; spectral transform; express diagnostics.*

Вступ

Сучасні засоби медичного забезпечення базуються на використанні методів цифрової обробки сигналів з використанням комп'ютерної та мікропроцесорної техніки. При цьому значну роль відіграють методи кореляційного і спектрального аналізу.[1-3] Істотним недоліком сучасних методів є тривалий час аналізу та відповідно невисока швидкодія, а в окремих випадках – неможливість працювати в режимі реального часу.

Швидкодія обробки діагностичної інформації в системах експрес діагностики стану серцево - судинної системи є найважливішим фактором. Тому створення нових швидкодіючих методів, орієнтованих на застосування у інформаційно - керуючих системах прийняття рішень щодо визначення фізіологічного стану людини у реальному часі, є надзвичайно актуальною задачею. Одним з аспектів цієї задачі є розробка та застосування методів обробки даних, в тому числі з залученням положень спектрального аналізу

В даній статті пропонується вирішення цієї проблеми шляхом вибору найбільш придатного варіанту перетворення в орієнтованому базисі (ОБ - перетворення) [4], виділення найбільш істотних складових спектру та подальшу узгоджену фільтрацію цих складових в базисі ОБ - перетворення [5].

СПЕКТРАЛЬНІ МЕТОДИ ОБРОБКИ

В даний час в основному використовуються системи, які аналізують стан людини за допомогою вбудованих в браслет користувача датчиків та мікропроцесорної системи. У більшості випадків, це пристрої, що відстежують рівень та характер ЕКГ в залежності поведінки серця та на основі аналізу якого надають рекомендації рішення проблеми

Послідовність кроків обробки порівнення сигналів ЕКГ наступна:

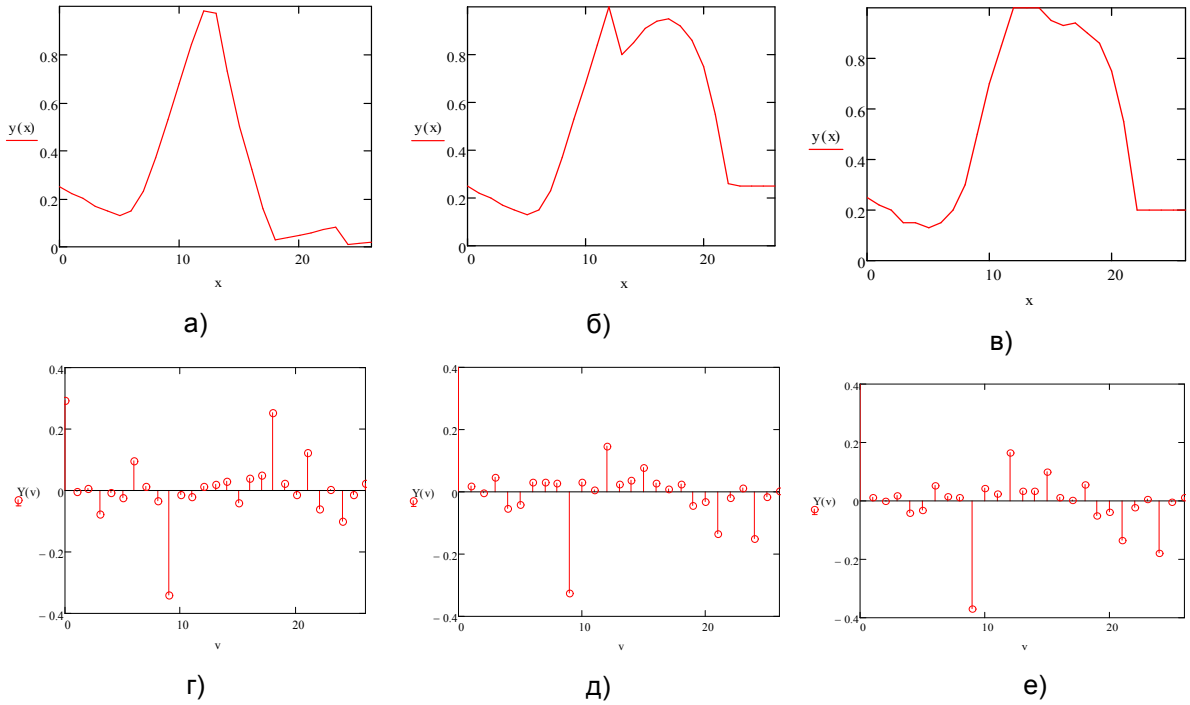
1. Отримання дискретного (дискретизованого) сигналу ЕКГ $y(x)=\{y_0, y_1, \ldots, y_{N-1}\}$ на певному часовому проміжку в околиці максимального значення;

2. Нормування за середнім значенням сигналу

$$Y(0) = \frac{1}{N}\sum_{x=0}^{N-1} y(x) \quad (1)$$

3. Аналіз форми ЕКГ, що полягає в обчисленні ОБ спектрів шаблонів та визначення ступеню схожості виміряного сигналу з шаблонами. Найбільш вагомий вклад в швидкодію визначення форми ЕКГ вносить порівняння відліків. В часовій області для цього потрібно N порівнянь. В спектральній області максимальна кількість порівнянь N-1, оскільки відлік $Y(0)$, обчислений за формулою (1), є середнім значенням всіх відліків і не несе інформацію про форму ЕКГ. Зазначимо, що кількість порівнянь зменшується тоді, коли спектр шаблона містить нульові або порівняно малі значення відліків.

В якості приклада розглянемо визначення такої патології, як трансмуральне пошкодження міокарду, що відображається на ЕКГ, при якому спостерігається високий підйом сегменту ST [6]. На рис 1 а,б наведені нормовані часові діаграми сигналу ЕКГ «норма» та ЕКГ «паталогія», а на рис 1 г,д – їх ОБ спектри відповідно. Хай поточний сигнал та його спектр має вигляд (рис 1 в,е).



а) б) в)

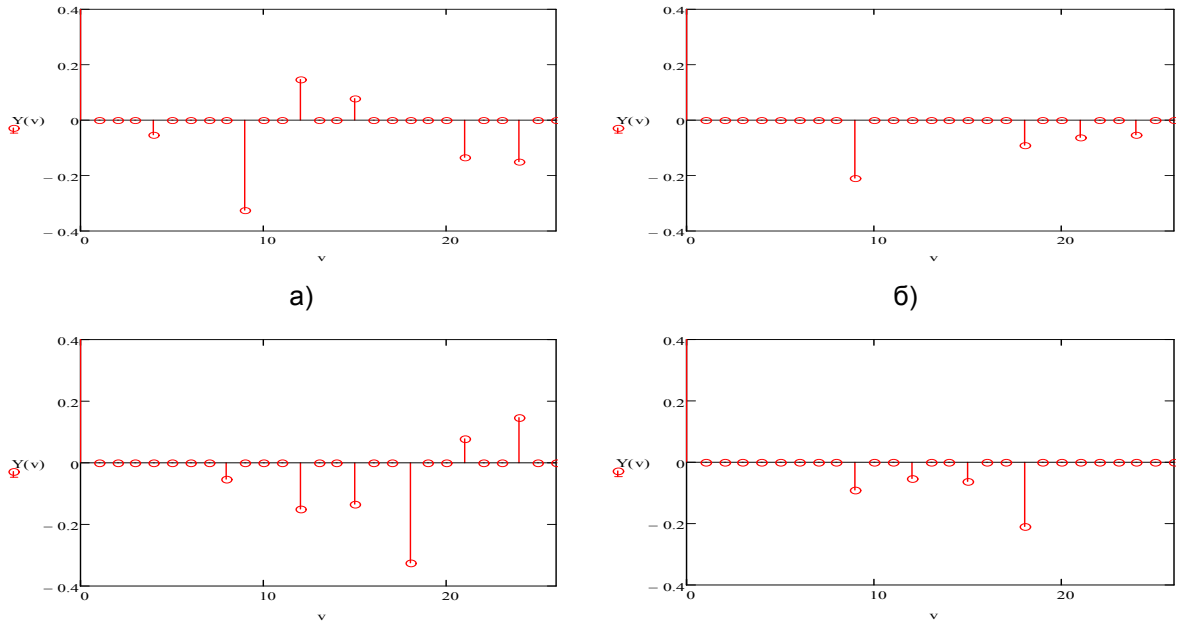
г) д) е)

Рис.1 Типи електрокардіограм і їх ОБ спектри а) ЕКГ сигнал «норма»; б) ЕКГ сигнал «патологія»; в) Поточний сигнал ЕКГ; г) ОБ спектр сигналу ЕКГ «норма»; д) ОБ спектр сигналу ЕКГ «патологія»; е) ОБ спектр поточного ЕКГ сигналу

Коефіцієнт схожості поточного спектра має значення 0,701 зі спектрами норми та 0, 993 зі спектром патології. Звідси висновок про велику ймовірність трансмурального пошкодження.

Швидкодію експрес діагностики можна значно збільшити, якщо правильно обрати перетворення та використовувати спрощені спектри.

На рис 2 (а-г) наведено спрощені спектри ОБ1-ОБ4 для розглянутої патології, які отримано із точних спектрів шляхом зневаги відліків першого порядку малості. Так спектр рис 2 (а) є спрощенням точного спектру рис 1 (г).



а) б)

в) г)

Рис.2 Сигнал ЕКГ відображаючий трансмуральне пошкодження в спектрі ОБ1-ОБ4 (відповідно а-г)

Як видно з рис. 2 при використанні ОБ1, ОБ3 необхідно враховувати 6 відліків, при ОБ2, ОБ 4 – 4 відліка. Тому останні типи ОБ є переважними. Але такий аналіз необхідно проводити для кожної патології. Зазначимо, що коефіцієнти подібності спектрів точного і спрощеного ЕКГ сигналів дорівнюють 0,985 для ОБ1 та 0,987 для ОБ2.

Висновки

Запропоновано спосіб підвищення швидкодії обробки діагностичної інформації заснований на порівнянні спектрів поточного стану та спрощеного спектра патології, в якому усунені відліки менш заданої величини (10%), при чому спектр патології обчислюється у базисі, який забезпечує для досліджуваної патології найменшу кількість складових спектру. Показано що даний підхід забезпечує суттєвий виграш часу обробки (до 84%) при заданому коефіцієнті схожості точного і приблизного спектра еталону патології (більш 90%).

Обчислення спектрів перетворення в орієнтованому базисі має найменшу трудомісткість серед інших перетворень та оперує з цілими числами, що забезпечує можливість обчислення спектрів у реальному масштабі часу за допомогою цілочисельних мікропроцесорів.

Література

1. A. M. Trahtman and V.A. Trahtman, *Osnovyiteoriidiskretnyihsignalovnakonechnyihintervalah*, Moscow, 1975, p. 208.
2. R. N. Bracewell, "Discrete Hartley transform"*J. Opt. Soc. Am. 73*(12)., 1983, pp 1832-1835.
3. T. A. Tereshchenko, L. H. Laikova and A. S. Parkhomenko, "Methods for determining an autocorrelation function using walshtransform".*Technical Electrodynamics*", Vol.14, No5, 2014, pp. 104-106.
4. V. Ya. Zhuykov, T. A. Tereschenko and Yu. S. Petergerya, *Spektralnyie preobrazovaniya funktsiy s m-ichnyim argumentom: teoriya I primeneniya*, Kiev, 2006, p. 294.
5. T. Tereschenko, Y. Yamnenko, Y. Khokhlov, “Processing of biotelemetrial data based on matched filters” , *Radio Electronics & Info Communications* (*UkrMiCo*), *2016 International Conference*, 2016, pp. 1-3
6. Anat. A. Shycko and Anr. A. Shycko, *EKG pod silykagdomy*, Moscow, 2014, p 160
7. N. G. Ivanushkina, O. Chesnokova, K. Ivanko, Y. Karplyuk, I. Chaikovskiy, S. Sofienko, G. Mjasnikov., "Formation of the diagnostic HR ECG features of post-traumatic myocardial dystrophy: Proceedings of the 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology*", ELNANO 2016,* Kiev, 2016, pp. 206-209.
8. T.A. Tereshchenko, Ye. V. Moskalenko, Yu. S. Petergerya,"Construction of fast symmetrical transforms on finite intervals based on extension and delay theorems", *Engineering Simulation*, Vol.17, No6, 2000, pp. 763-771.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Терещенко Т.А.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

АНАЛІЗ ІНТЕРВАЛІВ МІЖ ЕПІЛЕПТИЧНИМИ НАПАДАМИ ДЛЯ ЇХ ПРОГНОЗУВАННЯ НА ОСНОВІ ВАРІАБЕЛЬНОСТІ СЕРЦЕВОГО РИТМУ

Я.С. Смірнов
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: smirnovyaroslav.ua@gmail.com

В роботі пропонується новий метод прогнозування еліптичних нападів на основі аналізу варіабельності серцевого ритму (ВРС) та побудови моделі за методом опорних векторів. Надмірна нейронна активність у період «перед нападом» впливає не тільки на мозкову діяльність, а також і на нервову систему в цілому, що в свою чергу впливає на ВРС. В запропонованому методі виокремлюється вісім характерних ознак сигналу, проводиться аналіз власних значень та векторів матриці даних на основі методу опорних векторів. Метод тестувався на даних, зібраних у 31 пацієнтів. Було досягнуто точності 88%, при загальній кількості в 232 інтервали «перед нападом» і 85 годинах «між нападами».

The present study proposes new method for epileptic seizure prediction based on heart rate variability (HRV) analysis and one-class support vector machines (SVM) technique. Excessive neural activity in preictal period affects not only brain activity, but also autonomic nervous system, that affects HRV. The proposed method distinguishes eight features, analyzes matrix of eigenvalues and eigenvectors, makes prediction based on one class SVM. The method was tested on data collected from 31 patients. Total amount of preictal intervals is 232, interictal hours is 85. The accuracy achieved is 88%.

Ключові слова: *Епілепсія, ВРС, епілептичні напади, прогнозування*

Key words: *Epilepsy, HRV, epileptic seizures, prediction*

Вступ

Епілепсія – група неврологічних захворювань, що характеризується раптовими нападами на фоні загального благополуччя [1]. Епілепсія - одне з найпоширеніших неврологічних захворювань, на яке страждають близько 50 мільйонів людей по всьому світу. Медикаментозний контроль за нападами дієвий для більшості пацієнтів, однак щонайменше 30% загальної кількості хворих не реагують на ліки [2]. Робота головного мозку впливає на серцево-судинну систему. Вже помічені зміни в флуктуаціях RR-інтервалів на електрокардіограмі (ЕКГ) безпосередньо перед нападом [3]. Оскільки сигнал ЕКГ зняти доволі легко як в лабораторії, так і в повсякденному житті, аналіз RR-інтервалів задля прогнозування епілептичних нападів на сьогодні є актуальною задачею. Вже були спроби розробки алгоритму прогнозування [4], цей метод показав точність в 91% для 14 пацієнтів, із загальною тривалістю запису 57 годин і вдалому прогнозуванні 11 нападів.

У цій роботі запропонований метод прогнозування епілептичних нападів, що ґрунтується на відмінності власних векторів RR-інтевалів “перед” та “між” нападами.

Матеріали і методи

RR-інтервал - це проміжок часу між двома сусідніми R-зубцями на ЕКГ. Приймається припущення, що RR-інтервали «перед нападами» містять такі зміни відносно RR-інтервалів «між нападами», що на їх основі можна розділити сигнал на два класи. Але оскільки стан «перед нападами» не є типовим і триває значно коротший проміжок часу ніж «між нападами», в роботі запропоновано розглядати задачу детектування аномалій або однокласової класифікації.

Згідно з загальноприйнятим стандартом [5] та вже проведеними дослідженнями [4] було виділено вісім ознак сигналу:

1) Середнє значення RR-інтервалів
2) Стандартне відхилення RR-інтервалів
3) Середньоквадратичне відхилення двох послідовних RR-інтервалів
4) Дисперсія RR-інтервалів
5) Кількість пар RR-інтервалів, відстань між якими перевищує 50 мс
6) Потужність низькочастотного діапазону (0.04-0.15Гц)
7) Потужність високочастотного діапазону (0.15 – 0.4Гц)
8) Відношення потужностей низькочастотного до високочастотного діапазону

З отриманих даних розраховувалися власні числа і вектори коваріаційної матриції. Матриця, в свою чергу, розраховувалася на основі зазначених вище ознак. Коваріаційна матриця являє собою узагальнення дисперсії вхідних даних, а також описує їх форму. Проекції на власні вектори максимізують дисперсію у заданих векторами напрямках, це дає змогу побачити, в якому напрямку розкид даних є найбільшим, а в якому найменшим. Зміна цих напрямків може слугувати саме тією ознакою, за якою можна визначити RR-інтервали «перед нападами».

Експеримент

В роботі було використано базу сигналів 31 пацієнта віком від 3 місяців до 25 років, кожен з яких страждає на епілепсію. Сигнали ЕКГ були зареєстровані протягом нічного моніторингу. Маркери початку та кінця нападу проставлено лікарем у відповідності до реальних проявів нападу, що було підтверджено за допомогою відеозапису та сигналу ЕЕГ.

Для кожного пацієнта було розраховано однаковий набір ознак у однаковому рухомому вікні 180 с, що зміщувалося з кроком в 60 с. Розміри вікна обиралися згідно з вимогами загальноприйнятого стандарту [5] щодо аналізу головних спектральних компонент ВРС. За RR-інтервал «перед нападом» вважалися 360 секунд безпосередньо перед ним. Для розрахунку коваріаційної матриці бралися два послідовні вікна. З кожної коваріаційної матриці знаходилося 8 пар власних чисел та векторів. Для кожного власного числа було натреновано власну модель, вхідними даними якої були відповідні власні вектори.

Для класифікації було використано однокласовий метод опорних векторів з нелінійним ядром ‘rbf’ [6]. Перед початком тренування усі дані були масштабовані. За дані для тренування було взято 80% RR-інтервалів «між нападами». Для тестування - решта 20% «між нападами» і 100% «перед нападами», 232 та 1404 RR-інтервали відповідно.

Для оцінки роботи класифікатора було розраховано відсоток вдалих прогнозів RR-інтервалів як «перед нападами», чисельно співпадає з чутливістю, так і «між нападами», чисельно співпадає з специфічністю. Загальна точність прогнозувань бралася як середнє цих результатів.

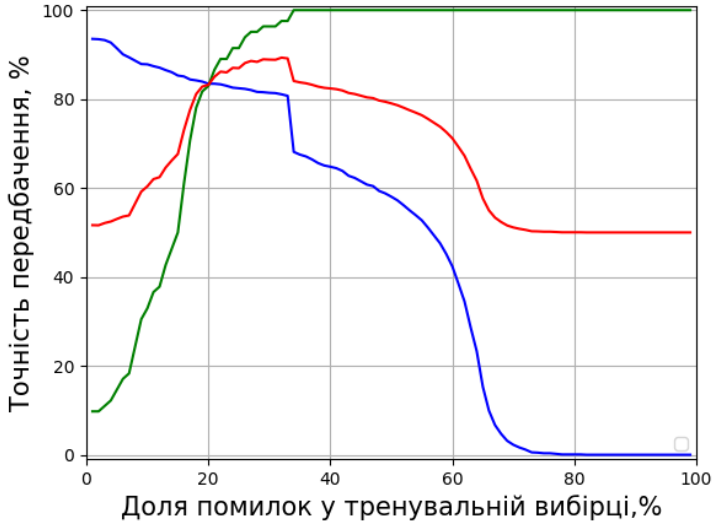


Рис. 1. Точність прогнозу RR-інтервалів «перед нападами» (зелений), «між нападами» (синій), а також загальна точність методу (червоний) від кількості помилок в тренувальній вибірці для вектору, що відповідає найменшому власну числу.

З рисунку 1 добре видно, що при помилці в тренувальній вибірці понад 35% RR-інтервали «перед нападами» можуть бути зпрогнозованими з точністю понад 95%. Для цього ж значення похибки точність прогнозу для інтервалів «між нападами» досягає 80%. Поведінка синьої кривої є очікуваною, в лівій її частині лінійне збільшення кількості помилок в тренувальній збірці відповідає практично лінійному зменшенню точності прогнозування RR-інтервалів «між нападами», в правій частині кількість помилок переважає 50%, даних для якісного тренування класифікатора не вистачає і точність прогнозування стрімку спадає.

З рисунку 2 видно, що відсоток вдалих прогнозів різний для кожного власного числа, для найменшого він досягає 88%, для найбільшого 48%. Оскільки значення власних чисел різнять на порядки, необхідно відмітити, що понад 99% інформації сигналу в RR-інтервалах «перед» та «між» нападами однакові, і не залежать від самого нападу, і лише мала частина (>1%) відповідає за зміну серцевого ритму.

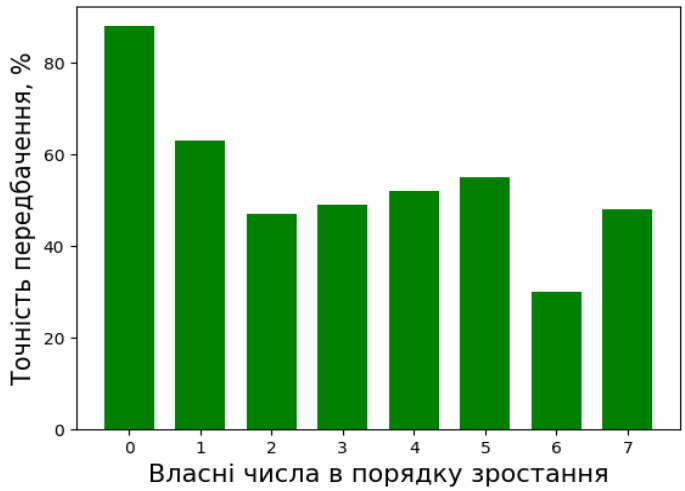


Рис. 2. Максимальна досягнута точність прогнозування для різних власних чисел (0 – найменше власне число, 7 – найбільше власне число)

Висновки

В роботі був здійснений пошук відмінностей між RR-інтервалами "перед" та "між нападами". Було підтверджено, що класифікація сигналу ВСР на основі власних векторів можлива і дозволяє досягти високої якості прогнозування епілептичних нападів. Для 31 пацієнта при довжині вікна 180 та кроці 60 секунд була досягнута точність прогнозування 88% для векторів, що відповідають найменшому власному числу. Оптимальним власним числом для даного методу прогнозування епілептичних нападів є найменше, оскільки саме відповідний йому вектор містить інформацію про епілептичну активність мозку.

Література

1. Зенков Л.Р. Клиническая электроэнцефалография (с элементами эпилептологии) / Л.Р. Зенков. – Москва: МИА, 2011. – ISBN 978-5-98322-731-6.
2. Paul R. Carney, Stephen Myers, James D.Greyer Seizure Prediction: Methods // Epilepsy Behav. 2011 Dec;22 Suppl 1:S94-101. doi: 10.1016/j.yebeh.2011.09.001.
3. S. Behbahani et al., "Pre-ictal heart rate variability assessment of epileptic seizure by means of linear and non-linear analyses", Anadolu Kardiyol Derg., vol. 13, pp. 797-803, 2013.
4. Koichi F., Miho M. Toshitaka Y. Epileptic seizure prediction based on multivariate statistical process control of heart rate variability features // IEEE Transactionon biomedical enfineering, Vol 63. No. 6, June 2016
5. M.Malik, J.T. Bigger, A.J. Camm Heart rate variability. Standards of measurement, physiological interpretation, and clinical use // European heart Journal(1996) 17, 354-381
6. Google, Scikit-learn. Machine Learning in Python // http://scikit-learn.org/stable/auto_examples/svm/plot_oneclass.html

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доцент Попов А.О.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

ДОСЛІДЖЕННЯ МОЖЛИВОСТЕЙ КІЛЬКІСНОЇ ОЦІНКИ НАПРУЖЕНО-ДЕФОРМОВАНОГО СТАНУ МОДЕЛІ СТЕГНОВОЇ КІСТКИ

А.С.Козей
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: a.kozej@gmail.com

Проведено аналіз напружено-деформованого стану (НДС) біомеханічної моделі стегнової кістки при навантаженні 700Н, що відповідає середньостатистичній масі людини (70кг). Дослідження проведено в програмному середовищі ANSYS методом кінцевих елементів. Для оцінювання НДС обрано еквіваленті напруження за Мізесом. В результаті було отримано просторовий розподіл напружень та деформації під час вісьового навантаження на модель та розраховані максимальні значення, що становлять 1,81 МПа та $0{,}3 \cdot 10^{-3}$ мм відповідно. Для врахування асиметрії навантаження на кістки при патологічних змінах запропоновано проводити просторово-розподілені фізичні виміри навантаження на поверхні ступні в положенні стоячи та при ходьбі.

Analyzed biomechanical model of thighbone in stress-strained state (SSS) under approximate human weight (70 kg) that is load 700 H. Researching is conducted in ANSYS software by finite elements method. It is chosen Mises tension equivalents for SSS evaluating. The result is spatial distribution of stress and strain in the axial load on the model with calculated maximal values that are 1,81MPa and $0{,}3 \cdot 10^{-3}$ millimeters. It's proposed carrying out spatially distributed foot surface load dimensions in walking and standing conditions to account bone load asymmetry in result of pathological changes.

Ключові слова: *артроз кульшового суглоба, ANSYS, метод кінцевих елементів, напружено-деформований стан.*

Key words: *arthrosis of the hip joint, ANSYS, finite element method, stress-strain state.*

Вступ

Артроз кульшового суглоба - це одна з найактуальніших проблем в ортопедії. Артроз кульшового суглоба відносять до найбільш складних деструктивно-дистрофічних захворювань опорно-рухового апарату людини.

На сучасному етапі розвитку медицини дану хворобу розглядають не лише як суглобову проблему, а і як складову частину біомеханічних змін у комплексі кульшовий суглоб- таз-поперековий відділ хребта. Необхідність розглядання патології кульшового суглоба на системному рівні обумовлена тим, що больовий синдром у суглобі може бути спричинений статико-динамічними порушеннями у хребті й навпаки. При цих випадках проведення ендопротезування кульшового суглоба при його дистрофічних змінах не дає повноцінних позитивних результатів лікування. Взаємозв'язок між артротичними змінами у кульшовому суглобі та станом хребта у вітчизняній літературі називають кульшово-поперековим синдром

(КПС) чи Hip-spine syndrome, який був описаний канадськими вченими C.Offierski і I. Macnab в 1983 році [1]. Вагомі внески в дослідження патогенезу та методи лікування КПС внесли В.М. Вакуленко та О.М. Хвисюк [2,3].

Одним з методів дослідження порушень біомеханічних властивостей кісток, зокрема кульшового суглоба, є комп'ютерне моделювання. Нові можливості сучасної комп'ютерної техніки та програмного забезпечення вирішують широкий круг задач біомеханічних систем. В останні роки для дослідження КПС використовують математичне моделювання методом кінцевих елементів (МКЕ). За допомогою цього методу можна отримати якісні та кількісні характеристики напружено-деформованого стану кістки [4].

Таким чином метою даної роботи є розрахунок напружено-деформованого стану моделі стегнової кістки за допомогою метода кінцевих елементів.

Програмне забезпечення для розрахунку напружено-деформованого стану моделі кістки

Математичне моделювання напружено-деформованого стану кісток виконується на основі рішень систем нелінійних диференційних рівнянь з частковими похідними, що описують механічну напруженість, яка виникає в кістковій тканині при дії зовнішніх сил, деформації, зміни локальної температури тощо. При цьому моделювання можливо проводити як на віртуальних кістках скелету, так і прив'язуючи розрахунки до тривимірних томографічних даних реальних пацієнтів.

Перевагами МКЕ є можливість моделювання тіл різних матеріалів, уточнення результатів методом зменшення сітки кінцевих елементів, врахування граничних умов [5]. Також особливістю даного методу є його універсальність [6].

Розрахунок напружено-деформованого стану кістки методом кінцевих елементів можна здійснити в програмних середовищах ANSYS, MATLAB, CAD/CAE і тд. Даний розрахунок ґрунтується на: побудові трьохвимірної моделі (3D), розбиття її на кінцеві елементи (сітку), визначенні граничних умов, прикладених навантажень та виведенні результатів обчислення.

Аналітичний комплекс ANSYS – це програмна система скінченно-елементного аналізу, яка розв'язує задачі в різних областях інженерної діяльності (напружено-деформований стан, термодинаміка, механіка рідин і газів). ANSYS є одною з найвідоміших програмних систем у своєму класі і відноситься до CAE-систем (Computer-Aided Engineering), а також забезпечує двосторонній зв'язок з багатьма CAD пакетами. Програмне середовище Ansys Workbench дозволяє розрахувати і візуалізувати деформації та напруги різних видів (еквівалентні напруги за Мізесом , головні напруги та деформації і тд.).

МКЕ в ANSYS вирішує задачі як статичного, так і динамічного напружено-деформованого стану структури, а також фізичні та геометричні нелінійні задачі, що дає можливість проводити розрахунки для широкого спектра інженерних задач [7].

Все більше впроваджується в практику програмне середовище MATLAB. MATLAB - це середовище для програмування, чисельних розрахунків і візуалізації результатів. Реалізувати МКЕ в даному середовищі можна за допомогою Partial Differential Equation (PDE) Toolbox. PDE

Toolbox - містить засоби для дослідження та вирішення нестаціонарних диференціальних рівнянь другого порядку [8].

Об'ємну модель для дослідження у вищеперерахованих середовищах можна отримати із сканів комп'ютерної томографії за допомогою таких програмних комплексів як Mimics, 3-D Doctor, Simplant, ScanIp Simpleware та інші. Зазначені комп'ютерні комплекси для 3-D візуалізації біологічних об'єктів включають модулі, що дозволяють створювати і оптимізувати поверхневу та об'ємну кінцево-елементну сітку 3-D об'єкта, проводити її модифікацію та експорт в програми, що реалізують МКЕ.

Моделювання напружено-деформованого стану кістки в програмному середовищі ANSYS

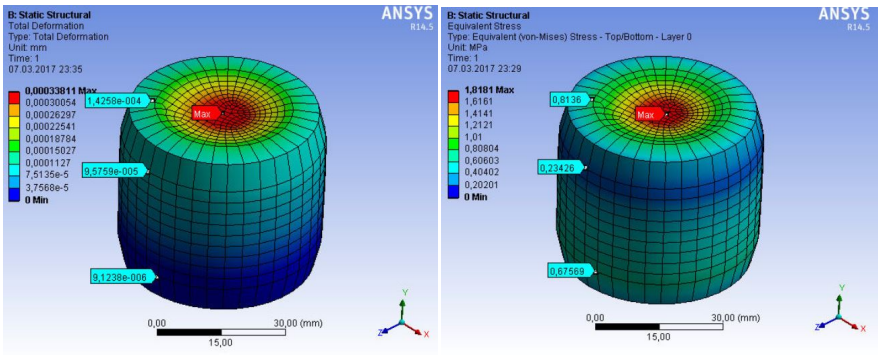
Дослідження напружено-деформованого стану методом кінцевих елементів було зроблено в програмному середовищі ANSYS. За допомогою вбудованого в Ansys Workbench елемента Geometry побудована комп'ютерна 3D-модель. Створена геометрія схематично зображує фрагмент стегнової кістки, і має вигляд циліндра. Як критерій оцінки напруженого стану моделі використовуються еквівалентні напруження за Мізесом.

Для розрахунку напруги та деформацій моделі було зафіксовано нерухомо нижню основу циліндра, а на верхню площину прикладена сила 700Н. Дане значення навантаження відповідає середньостатистичній масі людини (70кг). Інструментами ANSYS згенерована в автоматичному режимі об'ємна сітка скінченних елементів, яка налічує 1035 вузлів та 1034 елементів. Досліджуваний матеріал вважається однорідним та ізотропним.

Вибір властивостей кісткових структур базувався на даних, що найчастіше зустрічаються в літературі [9]. Використовувані фізико-механічні характеристики було вибрано для матеріалу кортикального шару кістки: модуль пружності (модуль Юнга) E=1800МПа, коефіцієнт Пуассона n=0,3.

Результати дослідження напружено-деформованого стану біомеханічної моделі кістки за даними скінченно-елементного моделювання та подальшого розрахунку еквівалентних напружень за Мізисом (σ) та деформації (ε) наведено на рис.1. Максимальні значення, в кортикальному шарі кістки під час вісьового навантаження величиною 700Н становили $\sigma_{max} = 1{,}81\text{МПа}$, $\varepsilon_{max} = 0{,}3 \cdot 10^{-3}\text{мм}$.

Проведене математичне моделювання напружено-деформованого стану кісток демонструє можливості метода кінцевих елементів для розрахунку критичних значень навантажень, що дозволяє лікарям-ортопедам здійснювати планування тактики лікування хворих. Однак, зазначений спосіб аналізу механічної напруги на кістки не враховує контрактуру, та асиметрію навантаження, що з'являються при патологічних змінах чи при штучному обмеженні руху пацієнта. Для рішення цієї задачі доцільно проводити фізичні виміри асиметрії навантаження та кутів повороту кісток навколо центрів обертання. У зв'язку з цим, наша робоча група, розроблює експериментальний макет на базі контролера Arduino Uno та тензодатчиків, в тому числі датчика кута згину.



а б

Рис.1.Деформації (а) та напруження (б) різних ділянок кістки при навантаженні 700Н

Висновки

На основі використання програмного середовища ANSYS можливо проводити аналіз напружено-деформованого стану моделі кістки. Під час навантаження середньостатистичною вагою тіла (700Н) напруження та деформації стегнової кістки розподіляються нерівномірно. Максимальні значення отримані в ділянці зовнішньої частини моделі становлять 1,81 МПа і $0{,}3 \cdot 10^{-3}$ мм відповідно. Величина контактного напруження та деформації зростає зі збільшенням навантаження

Література

1. Offierski C. Hip-spine syndrome / C. Offierski, I. Macnab // Spine. —1983. — Vol. 8, № 3. — P. 316-321.
2. Вакуленко В. М. Особенности диагностики и лечения коксартроза на фоне дистрофических изменений в пояснично-крестцовом отделе позвоночника / В. М. Вакуленко, В. Г Климовицкий, Л. А. Бублик //Травма. – 2008. – Т. 9, № 2. – С. 211–215.
3. Хвисюк О.М. Тазобедренно-поясничный синдром (патогенез, диагностика, принципы лечения): автореф. дис. на здобуття наук. ступеня д-ра мед. наук: спец. 14.01.21 «Травматологія та ортопедія» /О.М Хвисюк. – Харків, 2002. – 8с.
4. Барыш А.Е. Математическое моделирование переднего межтелового моносегментарного цервикоспондилодеза методом конечных элементов // Ортопедия, травматология и протезирование. – 2006. – № 1. – С. 36–41.
5. Зенкевич О. К. Метод конечных элементов в технике / О. К. Зенкевич. — М.: Мир, 1978. — 519 с.
6. Bathe K.J. Finite element procedures. Prentice Hall, Pearson education. Inc., 2006. 1037 p.
7. Басов К.А. ANSYS Справочник пользователя. – Москва: ДМК, 2005. – 639 с.
8. www.mathworks.com/products/pde.html
9. Кнетс И.В, Деформирование и разрушение твердых биологических тканей / И.В. Кнетс, Г.О. Пфафрод, Ю.Ж. Саулгозис. — Рига: Зинатне, 1980. — 320 с.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., Ніколов М.О.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 004.056.53

АНАЛІЗ РАЙДУЖНОЇ ОБОЛОНКИ ОКА ДЛЯ БІОМЕТРИЧНОЇ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ОСОБИ

М. Д. Будік, К.О. Іванько
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: nikitabudik@gmail.com

У роботі запропоновано метод біометричної ідентифікації особи за райдужною оболонкою ока, у якому розпізнавання особи пропонується проводити за допомогою ознак текстури райдужної оболонки, які містяться у коефіцієнтах апроксимації 3-го рівня двовимірного вейвлет-розкладу. Показано, що ці коефіцієнти містять достатню інформацію для розпізнавання текстури райдужної оболонки ока і мають перевагу над горизонтальними, вертикальними та діагональними коефіцієнтами деталізації.

In this paper a method of biometric identification by iris recognition is proposed, in which it is suggested to carry out the identification of a person by using iris texture features contained in the approximation coefficients of 3rd level of 2D wavelet decomposition. It is shown that these coefficients contain sufficient information to recognize the texture of the iris and have an advantage over the horizontal, vertical and diagonal detail coefficients.

Ключові слова: *ідентифікація особи, райдужна оболонка ока, вейвлет-перетворення*

Key words*: identification, iris, wavelet transform.*

Вступ

В час бурхливого розвитку інформаційних технологій з’являються проблеми збору, обробки та зберігання інформації, яка часто є конфіденційною, саме тому постає питання зберігання і доступу до цих даних за допомогою ініціалізації користувача. Зазвичай регламентація доступу до інформації та матеріальних об'єктів здійснюється за пред'явленням певного документа, магнітної картки, ключа, шифру, паролю, що не може надати повної впевненості в тому, що пред'явник дійсно має право доступу. Тому з метою цифрової ідентифікації особистості активно застосовуються біометричні технології, в багатьох державах вводять в обіг паспорти з біометричними даними. Розвиваються математичні методи, що дозволяють проводити біометричну ідентифікацію особи за геометрією руки і пальців, райдужною оболонкою ока, рисами обличчя, відбитками пальців, зовнішньою формою вуха, голосом людини, електронним підписом. До високоефективних методів, з точки зору вірогідності розпізнавання, можна віднести ідентифікацію за аналізом райдужної оболонки ока, яка вважається однією з найточніших біометричних ознак. Текстура райдужної оболонки ока є унікальною та не змінюється впродовж життя людини.

Задачею даної роботи є виявлення інформативних ознак райдужної оболонки ока, а також вдосконалення підходів до розпізнавання її текстури. Існуючі методи до розпізнавання райдужної оболонки ока ґрунтуються на застосуванні ознак текстури райдужної оболонки ока, отриманих у різних координатних базисах, наприклад, з цією метою застосовують двовимірне перетворення Фур’є, просторові фільтри, двовимірне вейвлет-перетворення та ін. Підходи, які

використовують двовимірне вейвлет-перетворення, різняться між собою за вибором материнської вейвлет-функції, кількістю рівнів вейвлет-перетворення, обранням різних комбінацій вейвлет-коефіцієнтів при формуванні вектора ознак для розпізнавання райдужної оболонки [1-2]. У деяких роботах пропонується застосовувати власне не самі коефіцієнти розкладу, а їх статистичні показники, такі як середнє значення, середньоквадратичне відхилення, ентропія, енергія вейвлет-коефіцієтів або відношення енергій вейвлет-коефіцієтів різних рівнів розкладу [3]. Однак, проведені нами дослідження показали, що подібні статистичні показники можуть бути досить близькими за своїми значеннями для різних осіб, а застосування вертикальних, горизонтальних і діагональних вейвлет-коефіцієнтів деталізації у якості ознак текстури райдужної оболонки ока, яке пропонується іншими авторами [1-2], дає гірші результати порівняно з запропонованим підходом, заснованим на застосуванні коефіцієнтів апроксимації 3-го рівня вейвлет-розкладу.

Основна частина

Системи біометричної ідентифікації особи за райдужною оболонкою ока виконують дві основні функції: реєстрацію та розпізнавання. На етапі реєстрації (сканування райдужної оболонки) по декількох вимірюваннях зі зчитувального біометричного пристрою формується цифрове представлення райдужної оболонки ока відповідної людини. У ролі зчитувального біометричного пристрою використовується портативна камера для захоплення зображення частини обличчя з оком, яка працює в ближньому інфрачервоному діапазоні (від 850 до 900 нм). Далі виділяється зображення ока і малюнок райдужної оболонки, за яким знаходиться набір інформативних ознак (образ, шаблон) для ідентифікації людини. Під час розпізнавання особи така біометрична характеристика порівнюється або з єдиним еталоном, що відповідає людині, яка перевіряється (верифікація або порівняння «один до одного»), або з усіма зареєстрованими еталонами (ідентифікація або порівняння «один до багатьох»). З використанням обраного математичного критерію приймається рішення про ідентичність шаблонів.

В даній роботі використовувалася база даних зображень UBIRIS [4], особливістю якої є накопичення зображень очей великої кількості людей з досить великим рівнем шуму та завад для імітації неідеальних умов отримання зображення, що значно ускладнює задачу ідентифікації. Метою створення такої бази було сприяння розробці алгоритмів ідентифікації особи за райдужною оболонкою ока за обмежених умов захоплення зображення, а також у разі віддаленого знаходження суб’єкта або у випадку мінімальної співпраці з боку суб'єкта, якого потрібно ідентифікувати. Для аналізу було обрано 24-бітні кольорові зображення з початковим розміром 800*600 пікселів, які в процесі обробки було спочатку перетворено в напівтонові зображення, а після виділення саме області райдужної оболонки нормалізовано до розміру 450*450 пікселів. Дрібні деталі текстури райдужної оболонки на темних ділянках зображення видно погано, а самі зображення досить часто характеризуються низьким контрастом, тому з метою підвищення контрасту пропонується застосовувати методи зміни гістограми розподілу яскравостей зображення. Гістограма розподілу яскравості зображення описує частоту появи рівнів сірого в зображенні. По осі абсцис відкладаються номери градацій рівнів сірого за

зростанням, а по осі ординат - кількість пікселів, що мають даний рівень сірого (частота появи). Покращені зображення райдужної оболонки отримано шляхом вирівнювання (еквалізації) гістограми (рис.1). Результат перетворення кільця райдужної оболонки з декартової системи координат в прямокутне зображення у полярній системі координат наведено на рис.1в. Процес розгортки райдужної оболонки передбачає визначення розташування центру і границь зіниці ока, визначення радіусів кола зіниці ока та окружності райдужної оболонки, формування координат полярної системи, перетворення кожного пікселя райдужної оболонки з його подання в декартовій системі координат у подання в полярній системі координат [1-2].

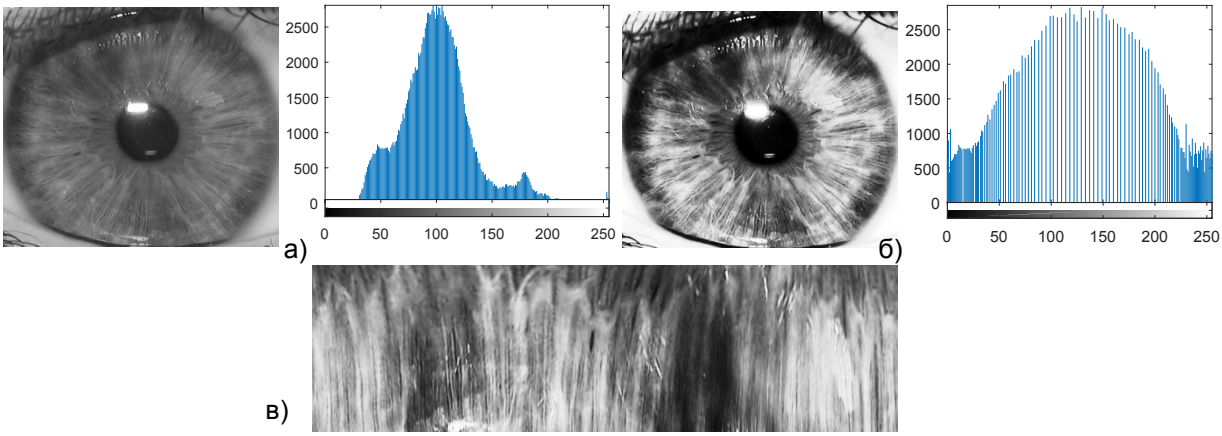


Рис.1: а) Зображення та гістограма розподілу яскравостей до обробки; б) після еквалізації гістограми розподілу яскравостей; в) прямокутне зображення райдужної оболонки ока у полярній системі координат

На етапі розпізнавання порівнюють як безпосередньо пікселі вхідного зображення райдужної оболонки та еталону, так і подання цих зображень у різних координатних базисах, які дозволяють отримати інформативні ознаки райдужної оболонки ока та знизити розмірність даних для розпізнавання. З останньою метою пропонується застосовувати коефіцієнти двовимірного вейвлет-розкладу райдужної оболонки ока.

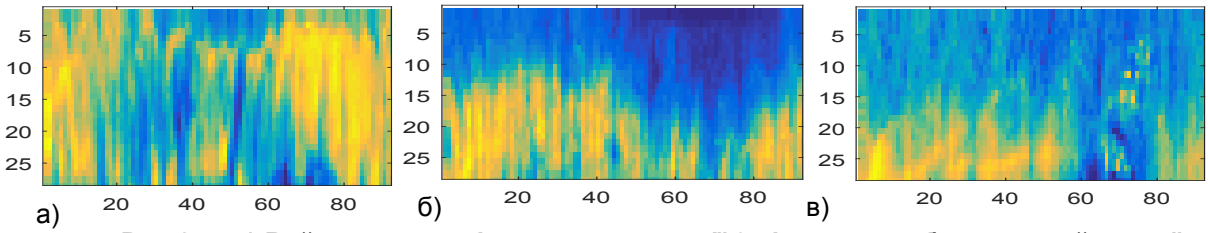


Рис.2: а-в) Вейвлет-коефіцієнти апроксимації 3 рівня для зображень райдужної оболонки різних осіб

Для порівняння отриманих двовимірних масивів вейвлет-коефіцієнтів застосовувалася *RMS* метрика: $RMS = \sqrt{\frac{1}{N \times M} \times \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{N} (We_{ij} - Wp_{ij})}$, де *We* та *Wp* – двовимірні масиви вейвлет-коефіцієнтів для еталонного зображення *E* та вхідного зображення *P, N* – кількість рядків, *M* – кількість стовбців двовимірного масиву вейвлет-коефіцієнтів. Було проаналізовано даний

показник для вейвлет-коефіцієнтів апроксимації, а також горизонтальних, вертикальних та діагональних вейвлет-коефіцієнтів деталізації. При цьому у всіх можливих комбінаціях порівнювалися по 3 різні зображення ока однієї особи між собою та з кожним з 3-х відповідних зображеннь очей інших чотирьох осіб. При дослідженні зображень райдужної оболонки ока за допомогою двовимірного вейвлет-розкладу до 3 рівня з використанням вейвлет-функції Добеші 2 порядку виявлено, що найкраще для розпізнавання використовувати вейвлет-коефіцієнти апроксимації 3 рівня розкладу (рис. 2). У цьому разі розмірність даних зменшується з 205*720 (розмір зони інтересу у полярній системі координат) до 28*92 (розмір матриці вейвлет-коефіцієнти апроксимації 3 рівня). Значення *RMS* за умови порівняння вейвлет-коефіцієнтів апроксимації 3 рівня для зображень, які належать до свого класу, склало 245,5±50,16, тоді як відповідний показник для зображень з різних класів є втричі більшим – 747,58±73,46. Така різниця є досить вагомою, тому що відблиски від джерел світла на зіниці ока, відмінності в умовах освітлення і реєструючих оптичних системах, а також той факт, що вії і віки закривають частину ока, ускладнюють процес розпізнавання через присутність значної флуктуації ознак навіть для різних зображень ока однієї людини. Для вертикальних, горизонтальних і діагональних вейвлет-коефіцієнтів деталізації значної відмінності у *RMS* для зображень з різних класів не виявлено. Так, значення *RMS* за умови порівняння горизонтальних вейвлет-коефіцієнтів деталізації 3 рівня для зображень, які належать до свого класу, склало 36,92±8,53, для зображень з різних класів – 37,69±4,51; для вертикальних вейвлет-коефіцієнтів деталізації зображень свого класу – 60,72±4,73, зображень різних класів – 61,25±3,35; для діагональних вейвлет-коефіцієнтів деталізації зображень свого класу – 29,61±4,17, зображень різних класів – 30,69±6,88. Як видно з отриманих результатів, вейвлет-коефіцієнти апроксимації 3 рівня містять достатню інформацію для розпізнавання текстури райдужної оболонки ока і мають перевагу над горизонтальними, вертикальними та діагональними коефіцієнтами деталізації того ж рівня, які застосовуються іншими авторами [2, 3]. Таким чином, запропонований метод біометричної ідентифікації особи за райдужною оболонкою ока передбачає наступні основні етапи: попередня обробка вхідного зображення з метою покращення його якості; виділення райдужної оболонки на зображенні та перехід у полярну систему координат; виділення зони інтересу на прямокутному зображенні райдужної оболонки; визначення у якості інформативних ознак коефіцієнтів апроксимації 3-го рівня вейвлет-розкладу, що характеризують текстуру райдужної оболонки та дозволяють знизити розмірність даних початкового зображення; класифікація зображення райдужної оболонки шляхом порівняння з еталонами бази даних.

Висновки

Для біометричної ідентифікації особи за райдужною оболонкою ока пропонується застосовувати коефіцієнти апроксимації 3-го рівня двовимірного вейвлет-розкладу, які містять інформативні ознаки, що характеризують текстуру райдужної оболонки ока і дозволяють значно знизити розмірність даних для розпізнавання.

Література

1. R. Rizal Isnanto, *Effect of Wavelet-transformed Iris Image Translation and Rotation on its Recognition Rate*/Proccedings of ICISBC 2013, pp. 76-79.
2. Ayra Panganiban et al. *Wavelet-based Feature Extraction Algorithm for an Iris Recognition System*/Journal of Information Processing Systems, Vol.7 (2011), No.3, pp. 425-434.
3. Zhu Wen et al. *Iris Feature Extraction based on Haar Wavelet Transform*/ International Journal of Security and Its Applications, Vol.8, No.4 (2014), pp.265-272.
4. UBIRIS. Noisy Visible Wavelength Iris Image Databases. Режим доступу: http://iris.di.ubi.pt

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Іванушкіна Н.Г.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна.

УДК 621.3.08

ВИМІРЮВАННЯ ВИХІДНИХ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОКОАГУЛЯТОРІВ

І.С. Федін
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: igorfedin2@gmail.com

Проведено співставлення методів вимірювань true-RMS значень змінної напруги та струму електрокоагулятора, виявлені їх переваги та недоліки. Розглянуто метод вимірювання значень вихідної напруги та струму електрокоагулятора з використанням конверторів середньоквадратичних значень змінної напруги у постійну фірми Analog Devices. Проведено огляд і порівняння існуючих рішень на ринку таких перетворювачів, визначено конвертор, що задовольняє вимогам до вимірювань вихідних значень напруги та струму електрокоагуляторів частотою 440кГц.

A research about measurement of true-RMS values of AC voltage and current of electrocoagulator, their advantages and disadvantages was found. Considered a method of measuring the value of output voltage and current of electrocoagulator by using true-RMS-to-DC converters constructed by Analog Devices company. The review and comparison of existing solutions in the market of such transducers defined converter that meets the requirements for the measurement of output voltage and current values of electrocoagulator with frequency 440kHz.

Ключові слова:*похибка вимірювань, коагуляція, перетворювачі змінної напруги в постійну.*

Key words: *measurement error, coagulation, RMS-to-DC converters.*

Вступ

Високочастотна електрохірургія є невід'ємною частиною сучасної медицини. Над побудовою зварювальних високочастотних електрохірургічних апаратів працювали: Б.Є Патон, К.Д. Белик, С.В. Белов та ін.. Означені апарати мають високий попит на ринку медичної електроапаратури, тому перспективним є напрямок вивчення та побудови алгоритмів керування даними пристроями. Дослідження патентів на існуючі пристрої даного типу показало, що алгоритм функціонування кожного з означених приладів має у своєму складі операцію вимірювання вихідного струму та напруги електрокоагулятора.

У ході розробки теплової та електромагнітної моделей біологічної тканини як навантаження перетворювача для коагуляції , було визначено зміну опору під час проведення процесу коагуляції [1].

Подальший розвиток напрямку досліджень поведінки тканини при коагуляції потребує розробки засобів зняття інформації про опір тканини та її температуру під час електрохірургічного впливу. Така інформація необхідна для подальшого розвитку моделей

біологічних тканин і, відповідно, алгоритмів керування вихідними параметрами електрокоагулятора, що визначає актуальність теми дослідження.

Опис та порівняння методів вимірювання діючого значення змінної напруги

При роботі електрокоагулятора зі змінним навантаженням форма вихідного сигналу змінюється та суттєво відрізняється від синусоїдальної форми.

Внаслідок цього для даного типу вимірювань виключається використання засобів вимірювань середньоквадратичних (RMS) значень, оскільки такі пристрої пристосовані для вимірювання напруги строго синусоїдальної форми.

У цьому випадку виправдане використання пристроїв, які забезпечують вимірювання True-RMS значень напруги (струму) змінного сигналу. Традиційний метод визначення True-RMS значень базується на використанні наступної формули:

$$U_{trms} = \sqrt{\frac{\sum_{i}^{n} U_i^2}{n}}, \quad (1)$$

де: U_i - значення напруги на одному вимірюваному проміжку, n - кількість дискретних вимірів напруги.

Для визначення кількості вимірювань, що забезпечить необхідну точність результату, можна використати сукупність наступних кроків:

- Визначення спектральної характеристики сигналу напруги (струму) на навантаженні електрокоагулятора;

- Обмеження максимальної частоти спектральної характеристики, згідно з заданою точністю вимірювань;

- Визначення за теоремою Котельнікова кількості відліків, яка забезпечить задану точність вимірювання.

На рис.1 приведено спектральну характеристику сигналу прямокутної форми з нульовими паузами частотою 440 кГц, наближеного до реальної форми вихідної напруги коагулятора,

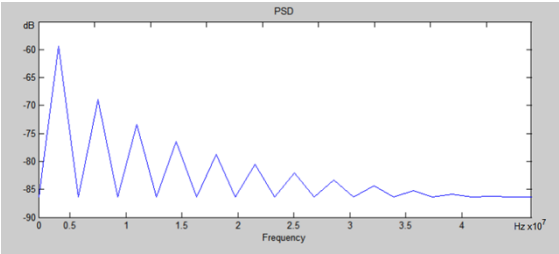


Рис.1 Спектр досліджуваного сигналу

Згідно з теоремою Котельникова, будь-яка неперервна функція спектр якої обмежений певною частотою $f_{\max}$ може бути визначена послідовністю дискретних значень рознесених у часі на відстань $\Delta t = \frac{1}{2f_{\max}}$ один від одного [2]. Або, у частотному представленні:

$$f_{дискр.} = 2f_{\max} \quad (2)$$

Для визначення необхідної точності вимірювань на графіку спектру необхідно виділити якомога більшу частину для передачі більшої частини спектру вхідного сигналу. Задамося значенням точності 95%. Тоді $f_{\max} = 3.8 \cdot 10^8 Гц$.

Отже для дискретизації заданої функції з заданою точністю необхідно забезпечити частоту дискретизації:

$$f_{дискр.} = 2 \cdot 3.8 \cdot 10^8 = 7.6 \cdot 10^8 Гц \quad (3)$$

Тобто необхідне перетворення з мінімальною швидкістю обробки 760 MSPS.

Можливим і найбільш вживаним рішенням для визначення та виводу значень змінної напруги та струму є застосування зовнішнього АЦП та мікроконтролера. Умовам поставленої задачі відповідає АЦП AD9680-820 фірми Analog Devices, що має швидкість обробки 820 мегасемплів. Проте на обробку інформації мікроконтролеру знадобиться значний об'єм часу,що унеможливить отримання результатів у реальному часі.

Вирішенням даних обмежень може стати попереднє перетворення високочастотного змінного сигналу у постійний,який можна відстежувати з меншою частотою дискретизації через меншу частоту зміни сигналу.

Беручи до уваги наведену вище інформацію, можна зробити висновок, що для реалізації даного вимірювача необхідний перетворювач True-RMS значення змінної напруги в постійну, що має широкий частотний діапазон вимірювань, слабку залежність точності вимірювань від температурного впливу, малу похибку вимірювань, при зміні у широкому діапазоні крест-фактору вимірюваної напруги.

Провівши огляд ринку перетворювачів, що знаходяться у вільному продажу, було визначено, що наведеним вище умовам повністю відповідає перетворювач AD637 виробника Analog Devices.

У Табл.1 проведено характеристики конверторів такого типу фірми Analog Devices

Таблиця 1. Порівняння існуючих true-RMS-to-DC конверторів

Назва пристрою	Ширина частотного діапазону на рівні -3дБ (Гц)	Вхідне значення коефіцієнту амплітуди (crest-factor)	Похибка коефіцієнту амплітуди	Загальна похибка (мВ у % від діапазону)
AD8436	1M	1-10	0.5	-
AD737	460k	1-5	0.7	$\pm 0.2 \pm 0.2$
AD736	460k	1-5	0.7	$\pm 0.2 \pm 0.2$
AD637	8M	1-10	0.1	$\pm 0.5 \pm 0.2$
AD636	1.5M	1-6	-0.2	$\pm 0.2 \pm 0.5$
AD536A	450k	1-7	-0.1	$\pm 2 \pm 0.2$

Проаналізувавши результати порівнянь, можна дійти висновку, що обраний пристрій перевершує аналогічні пристрої за параметрами, критичними для забезпечення точності вимірювань вихідної напруги та струму коагулятора, а саме має:

- Найбільшу ширину частотного діапазону вимірюваного сигналу
- Низьку похибку коефіцієнту амплітуди (crest factor error)

Висновки

У статті розібрано використання методу вимірювання True-RMS значень напруги та струму з використанням спектральної характеристики та теореми Котельнікова, визначені його недоліки. Розглянуто метод вимірювання вихідних значень напруги та струму електрокоагулятора з використанням конверторів середньоквадратичних значень змінної напруги у постійну. Проведений огляд і порівняння існуючих рішень на ринку конверторів дозволив визначити варіант, що задовольняє особливостям проведення вимірювань вихідної напруги (струму) електрокоагуляторів з робочою частотою 440кГц.

Література

1. Дзюба Є.Д., Перекрест В.В. “Електромагнітні і теплові процеси в перетворювачах для коагуляції біологічних тканин”. – Журнал “Електроніка та зв’язок”, том 20, №2(85), 2015, 59-65 с.
2. Биккенин Р. Р., Чесноков М.Н. Теория электрической связи. — М.: Издательский центр «Академия», 2010. — 329 с.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Тодоренко В.А.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.391

УНІВЕРСАЛЬНИЙ ЦИФРОВИЙ ІНТЕРФЕЙС ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПРИЛАДУ

К.О. Сербулова
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна,
e-mail: fiksiki80795@gmail.com

Запропонований універсальний цифровий інтерфейс для адаптації вимірювальних пристроїв, що мають паралельні цифрові інтерфейси різних типів до сучасних вимірювально-обчислювальних комплексів із застосуванням мікроконтролера. Представлена реалізація адаптеру цифрового інтерфейсу для широковживаного вольтметра-амперметра ВК2-20.

The universal digital interface is given using microcontroller for instruments with parallel interfaces adoption to the modern measuring and computing complexes. The digital interface adapter design is represented for the widely used voltmeter-ammeter VK2-20.

Ключові слова: *цифровий інтерфейс, автоматизація вимірювань***.**

Key words: *digital interface, measurement automation.*

Вступ

Сучасна вимірювальна техніка розвивається у напрямку поєднання вимірювальних приладів з обчислювальними системами і побудови багатофункціональних комплексів, які значно вдосконалюють лабораторну практику.

Вони мають інтерфейси для підключення до комп'ютерних систем і мереж, дозволяють здійснювати керування процесом вимірювань і отримувати результати для подальшої обробки. Прилади зручні у використанні і дозволяють легко створювати складні вимірювально-обчислювальні комплекси, але мають один суттєвий недолік - високу вартість.

Однак велика кількість лабораторних і промислових підприємств у нашій країні обладнані вимірювальними приладами випуску 70х-90х років, які є ефективними, але не мають цифрових інтерфейсів або мають застарілі та несумісні з сучасними мережами конструкції.

Дана робота присвячена проблемі побудови універсального цифрового інтерфейсу, що дозволить адаптувати вимірювальні прилади з цифровими виходами різних типів до сучасних вимірювально-обчислювальних систем.

Цифрові інтерфейси вимірювальних приладів

Пристрої провідних світових виробників, таких як National Instruments, Hiewlett-Packard чи Tektronix використовують різноманітні цифрові інтерфейси для підключення приладів до компьютерів та їх мереж (USB, RS232, Ethernet) і для об'єднання вимірювальних приладів у комплекси (RS485, IEEE488, GPIB).

Порівняння найбільш поширених інтерфейсів наведене у табл.1.

Таблиця 1. Характеристика сучасних інтерфейсів вимірювальних приладів

Інтерфейс	Характеристика
USB	**Переваги**: Висока швидкість, одночасний прийом та передача даних. **Недоліки:** Зв'язок точка-точка. Наявність головного приладу. Невеликі відстані передачі.
RS232	**Переваги:** Популярність. Доступність з'єднувального обладнання. **Недоліки:** Зв'язок точка-точка, низька швидкість та короткі відстані.
Ethernet	**Переваги:** Висока швидкість. Підключення до локальних мереж. Поширеність. **Недоліки:** Складність вбудованого програмного забезпечення.
GPIB	**Переваги:** Простота та економічність. Корекція помилок передачі на апаратному рівні. Велика кількість пристроїв у мережі. Повна відкритість стандартів. **Недоліки:** Відносно низька швидкість та висока вартість.
VXI	**Переваги:** Висока швидкість, висока розрядність, висока завадозахищеність. Зручний для модульного та крейтового обладнання. **Недоліки:** Незручний та дорогий у реалізації для компактного та мобільного обладнання.
LXI	**Переваги:** Найновіший інтерфейс, є розширенням Ethernet, підтримка синхронізації PTP, підтримка засобів визначення приладів. **Недоліки:** Висока вартість.

Для лабораторних і промислових вимірювальних приладів виробництва 70х-90х років характерне використання паралельних інтерфейсів різних типів. Вони здебільшого орієнтовані на підключення до багатопровідних магістральних каналів загального користування типу ГОСТ 26.003-80, який є варіацією інтерфейсу IEEE488 чи більш старих шин подібного класу або друкуючих пристроїв (АЦПУ).

Найбільш поширеними вимірювальними приладами у лабораторній практиці пострадянського простору є вольтметри-амперметри ВК2-20, В2-38,В7-40, Щ4310, частотоміри Ч3-33, Ч3-47, Ч3-48, аналізатори спектру, пристрої для вивчення АЧХ, тощо.

Реалізація цифрового інтерфейсу для вольтметра-амперметра ВК2-20

Макет цифрового інтерфейсу був побудований для дослідження можливостей адаптації вимірювальних приладів до сучасних мереж на прикладі цифрового вольтметру ВК2-20. Структурна схема макету універсального цифрового інтерфейсу зображена на рис.1. Номенклатура мікроконтролерів, придатних для побудови такого інтерфейсу, є дуже широкою. Досліджуваний макет інтерфейсу був побудований на базі мікроконтролера Atmega32U4 [1]. Адаптери цифрового інтерфейсу призначені для приведення наявного інтерфейсу вимірювального приладу до формату, зручного для підключення і реалізуються специфічно для окремих видів вимірювальних приладів. Вони містять у собі перетворювачі логічних рівнів, схеми синхронізації читання та запису даних та проміжні регістри. Дані до мікроконтролера передаються через 8 чи 16-бітну шину, або послідовний інтерфейс в залежності від типу приладу.

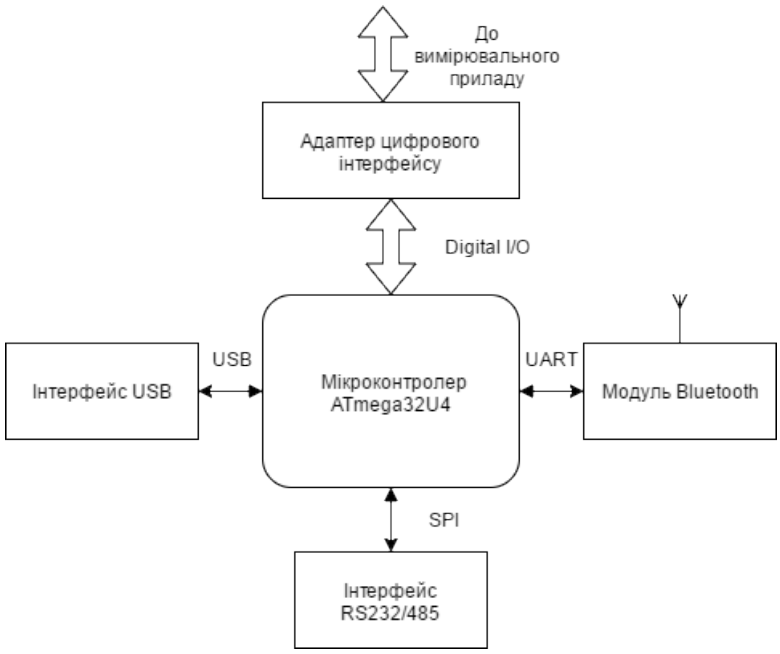


Рис.1. Структурна схема макету універсального цифрового інтерфейсу

Інтерфейси складаються з портів: USB, який в даному прикладі є штатним послідовним портом Atmega32U4; RS232, що реалізований на базі мікросхеми MAX3110E або RS485/422 на базі MAX3140, що підключаються до SPI; Bluetooth версії 4.0 реалізований HC06, який зібрано на BC417143B, що підключено до UART. Набір вихідних інтерфейсів може бути легко адаптований до конкретного завдання.

Вбудоване програмне забезпечення мікроконтролера реалізує такі функції, як ініціалізація універсального інтерфейсу, налаштування годинника реального часу, завантаження калібрувальних таблиць, читання даних від приладу, попередня їх обробка та формування кортежів, що містять мітки часу та результати вимірювань, передача кортежів отримувачам через наявні інтерфейсні модулі. Зовнішнє програмне забезпечення представлене драйверами до систем LabView та MATLAB/Simulink.

Вольтметр ВК2-20 являє собою прилад подвійного інтегрування і обладнаний цифровим виходом на 16-контактний роз'єм з маркуванням "К РЕГИСТРАТОРУ" [2,3]. Вихідні сигнали з'являються у вигляді імпульсів довжиною 2мкс з частотою вимірювання, що дорівнює половині мережевої частоти (25Гц).

Структурна схема адаптера цифрового інтерфейсу вольтметра ВК2-20 наведена на рис.2.

Цифрові виходи D1-D14 передають вимірюване значення у двійково-десятковому коді 8-4-2-1, враховуючи встановлений діапазон вимірювань, а 15-й розряд вказує на полярність вимірюваної величини. Сигнали цифрових виходів D1-D15 мають від'ємну полярність, амплітуду 6-10В та довжину близько 2 мкс. Сигнал синхронізації CLK є позитивним імпульсом відносно рівня -10В і з'являється з частотою 25Гц. Рівні сигналу цифрових виходів встановлюються із затримкою близько 2мкс відносно переднього фронту імпульсу синхронізації [4].

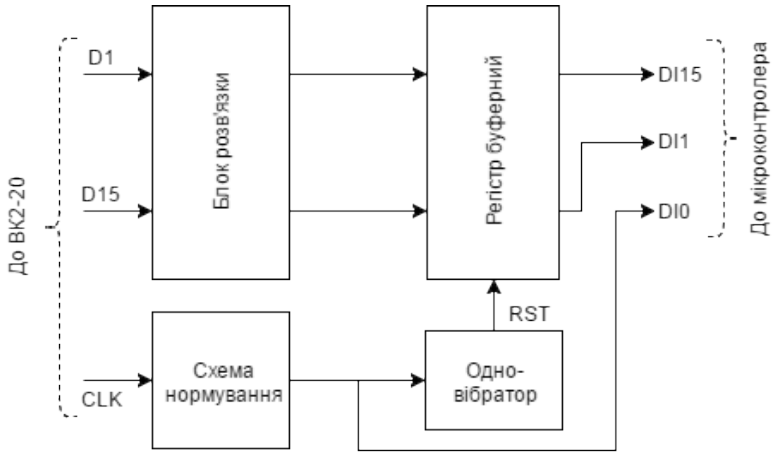


Рис.2. Структурна схема адаптера цифрового інтерфейсу ВК2-20

Блок розв’язки цифрових входів реалізований розділюючими конденсаторами. Сигнал синхронізації після нормування по амплітуді подається на вхід одновібратора, який формує по передньому фронту короткий (менше періоду затримки встановлення сигналу даних) імпульс,що використовується для скидання тригерів буферного регістру. Після перетворення сигналів D1-D15 встановлюють у відповідне значення тригери буферного регістру. Введення даних до мікроконтролера відбувається із заданим періодом від мілісекунд до десятків секунд, сигнал DI0 використовується для блокування вводу.

Отримані мікроконтролером відліки вимірювань проходять додаткову обробку і нормування, зберігаються у вигляді масивів кортежей разом з відповідними мітками часу та передаються до клієнтського програмного забезпечення через послідовні інтерфейси.

Висновки

Представлена концепція універсального цифрового інтерфейсу вимірювальних приладів та реалізація на прикладі вольтметру-амперметру ВК2-20. Реалізовані передача даних через інтерфейси USB, RS232/485 та Bluetooth, програмне забезпечення для обробки отриманих даних.

ЛітератураЛітература

1. ATmega16U4/ATmega32U4 Datasheet, Atmel http://www.atmel.com/Images/Atmel-7766-8-bit-AVR-ATmega16U4-32U4_Datasheet.pdf
2. Вольтамперметр электронный цифровой ВК2-20. Техническое описание, инструкция по эксплуатации и поверке. Альбом I 57 с., Альбом II 51 с.
3. И.А.Гужа, Связь М-6000 с вольтамперметром ВК2-20 и монохроматором, Кибернетизация научного эксперимента, №8, ЛГИ, Рига. 1978.
4. Шонфелдер Г., Шнайдер К. Измерительные устройства на базе микропроцессора Atmega., БХВ-Петербург, 2012 - 288 с.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Вунтесмері Ю.В..

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 621.391

МЕТОДЫ БЫСТРОГО ДЕЛЕНИЯ ЦЕЛЫХ ЧИСЕЛ В СИСТЕМАХ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ С МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ

Москаленко Александр Олегович
КПИ им. Игоря Сикорского, Факультет электроники, e-mail: alexandrmoskalenko112@gmail.com

Проведён анализ методов быстрого деления чисел, и их применение в процессорах малой производительности за счет использования более простых алгоритмов.

The paper is devoted to analysis of methods for fast division of numbers and their use in low-cost processors using of simpler algorithms.

Ключевые слова: Ортогонально-частотное разделение каналов с мультиплексированием, итерационныйметод, табличныйметод, деление целых чисел.

Key words: Orthogonal frequency division multiplexing, iterative method, tabular method, division of integers.

Введение

Много современных коммуникационных стандартов используют ортогонально-частотное разделение каналов с мультиплексированием (OFDM) как основную технологию множественного доступа.Преимущество этого метода заключается в устойчивостиквлиянию внешних помех, вызванных многолучевым распространением и другими интерференционными эффектами.Метод OFDM, подразумевает сочетание модуляции и мультиплексирования. За счет разделения спектра сигнала на несколько составляющих (поднесущих) можно существенно снизить влияние помех при конечной обработке сигнала на приёмнике, что даёт более чёткий сигнал по сравнению с одночастотными методами передачи данных в ограниченной полосе частот.

Одним из простых методов выравнивания, является метод нулевого форсирования. Он был создан в 1960-х годах Робертом В. Лаки. [1] Тем не менее, эта простая идея до сих пор используется в современных системах коммуникации, таких как стандарт связи IEEE 802.11n. Метод основан на введении нуль-форсирующего коэффициента, обратного частотному коэффициенту передачи канала, и использовании эквалайзера за счёт деления на нуль-форсирующий коэффициент.

Модуляционная характеристика опорных сигналов известна приёмнику заранее, и он устанавливает частотный коэффициент передачи канала путём деления полученного сигнала на ожидаемый. Вычисления такого типа должны быть выполнены для каждойподнесущей или системы ортогонально-частотного мультиплексирования.

В современных процессорах присутствуют аппаратные умножители и сумматоры единичного цикла. Поскольку процессоры должны обрабатывать большие потоки данных, их

производительность улучшается в конвейерных контурах.В некоторых процессорах используется дополнительные подпрограммы для выполнения функции деления. Это не только увеличивает нагрузку на процессор, но и нарушает конвейерную обработку циклов. С этой точки зрения, даже целочисленное деление является довольно дорогостоящей операцией. Замена деления на несколько более дешевых операций, может дать преимущества в производительности вычислений.

В некоторых процессорах есть аппаратно реализованные функции деления, так например в процессоре фирмы TexasInstruments серии C66x имеется два набора команд для деления целых чисел: RSQRSP – для расчета $1/\sqrt{x}$, и RCPSP – для расчета 1/x. [2] Каждый выполняемый цикл итераций должен быть кратным 2. При расчетах этих значений мантисса числа составляет 8 бит.Для более точного результата, нужно использовать метод Ньютона-Рафсона. К примеру, всего лишь одна итерация таким методом, может увеличить точность мантиссы до 16 знака, и до 32 знака для двойной точности.Стоит обратить внимание, что все эти операции выполняютсяконвейерно, и не требуют дополнительной памяти, что присущеетабличным методам расчета.

Однако в процессорах, где алгоритм деления целых чисел аппаратно не реализован, поиск быстрых алгоритмов деления является актуальной проблемой [3].

Итерационные алгоритмы деление целых чисел

Обычно алгоритмы деления реализуются как многоступенчатый итерационный процесс. Эти алгоритмы могут быть классифицированы как медленные и быстрые. К медленным алгоритмам относят: восстанавливающее деления, не восстанавливающее деление и алгоритм Суини-Робертсона-Токера [4].В них вычисляют одну двоичную цифру за одну итерацию. Быстрые алгоритмы, такие как деление Ньютона-Рафсона и Гольд-Шмидта, могут производить две значащие цифры.

Метод Ньютона используется для оценки обратной величины. Применение метода Ньютона к функциям приводит к итерационному процессу, который использует только умножения и вычитания:

$$x_{i+1} = x_i - \frac{\frac{1}{x_i} - d}{\frac{-1}{x_i^2}} = x_i(2 - dx_i),$$

где *d* – делитель. Формальное кодирование такого алгоритма в пользовательском приложении может оказаться невыгодным, поскольку компилятору сложно разрешить конкуренцию за конвейер внутреннего цикла, который будет циклом итераций Ньютона. Однако при хорошем начальном приближении всего две итерации будут давать 22 двоичных разряда, которых достаточно для многих практических применений, поскольку диапазон большинства современных аналогово-цифровых преобразователей (АЦП) редко превышает 16 бит. Затем цикл может быть развернут, что обеспечивает эффективную конвейерную реализацию. Более общий подход все ещё основан на взаимном делителе. Тогда исходная задача могла бы быть переформулирована какумножение на обратное число: $q = n(\frac{1}{d})$. Чтобы сделать его пригодным

для целых чисел вместо$\frac{1}{d}$ можно использовать любую дробь$\frac{a}{b}$, которая приравнивается к $\frac{1}{d}$, и конечное выражение будет выглядеть как$q = \frac{(n * a)}{b}$. Если *b* - степень 2, деление заменяется простым сдвигом вправо. Для произвольного значения чисел не всегда можно найти такие *a* и *b*, где *b* - степень 2. Однако, окончательный сдвиг вправо отбрасывает некоторые биты, и их точность не имеет значения. Поскольку $\frac{1}{d}$ дробное, в конце итерации, для привидение в целочисленное значение, делают обратный сдвиг.

Табличные алгоритмы деление целых чисел

В данном методе предлагается приближенный алгоритм, подходящий для малых чисел. Делениев выражении$q = \frac{(n * a)}{b}$ назначение*b* равное2^{32},является сдвигом вправо на 32 значений, что приведет к обнулению результата для 32-битных чисел. Чтобы успешно применить эту схему, в $(n * a)$ должно быть 64 бита. Аналогично, для 16-битных данных необходимо хранить 32 бита.

Одной из проблем является то, что для нахождения мультипликативного обратного в форме $\frac{a}{b}$ все еще требуется многошаговая процедура, которая могла бы привести к прекращению конвейерной обработки. Для этого вводится ограничение вида$b = 2^N$, где *N* равно 16 или 32. Таблица поиска содержит часть числителя *a* для значений *d* в диапазоне$[1 \ldots 2^k - 1]$. Кроме того, эта таблица должна быть достаточно маленькой, поскольку её размеры ограничены объёмом памяти чтобы помещаться в кэш процессора. Это ограничит диапазон делителей. Для решения этой проблемы предлагается представить *d* в форме$d = z * 2^m$, где *m* - наименьшее целое число, а$z \leq 2^k - 1$.Таким образом, метод лучше работает для более крупных делителей. Во многих практических приложениях 16-битные данные получают с 10-14 битных АЦП. Тогда делитель *n* можно предварительно масштабироватьдо значений $\frac{n}{d} = 4 \ldots 64$.Размер таблицы поиска известен во время компиляции, при этом выполняются следующие операции: 2 дополнения, 2 сдвига, 1 запись в память, 1 умножение и 1 условное присваивание. Это количество операций как минимум в два раза меньше, чем в методе Ньютона.

Выводы

Представленные алгоритмы обеспечивают значительное преимущество в производительности микропроцессора. Итерационный метод даёт возможность сделать операцию деления за счет использования только операций умножения и суммирования. Прибольшом количестве итераций, и хорошем начальном приближении, можно достичь высокого разряда мантиссы. В табличном методе, за счет памяти, используемой для таблицы поиска, можно достичь более высокой производительности. Однако, такие алгоритмы требуют дополнительной оперативной памяти, и большего размера кэша. Практическое применение таких методов может существенно увеличить производительность процессоров, в которых

отсутствует аппаратная реализация методов деления. В таких процессорахпри равных затратах производительности и энергопотребленииимогут выполняться более сложные операции быстрого деления целых чисел с помощью простых алгоритмов.

Литература

1. R.W. Lucky. The adaptive equalizer. IEEE Signal Processing Magazine – 2006. – Vol. 23. – p. 104-107.
2. Application report “Texas Instruments”. Optimizing Loops on the C66x DSP (High-Performance and Multicore Processors).
3. Kazmirenko V., Golubeval. Fast Integer Division Using Multiplicative Inverse with Lookup Table // ELNANO’ 2012.–2012. P. 94–95.
4. An Analysis of Division Algorithms and Implementations; Stanford University; 1995.

Рекомендовано к публикации:доц., д. т. н. Прокопенко Ю. В.

КПИ им. Игоря Сикорского, Факультет электроники, кафедра ФБМЭ, Киев, Украина.

УДК 612.171.1+004.852

ВИЯВЛЕННЯ ЦИКЛІЧНИХ МЕДИКО-БІОЛОГІЧНИХ СИГНАЛІВ З УРАХУВАННЯМ РЕЗУЛЬТАТІВ НАВЧАННЯ СИСТЕМ, ЩО НАВЧАЮТЬСЯ З УЧИТЕЛЕМ, ЇХ РОЗПІЗНАВАННЮ

А. В. Смілянець
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна,
e-mail: andriy.smilianets@gmail.com

Розглядається варіант виявлення циклічних медико-біологічних сигналів з розпізнаванням ситуацій їх спостереження у вікні аналізу, який ілюструється на прикладі розпізнання типів QRS-комплексів в електрокардіограмі пацієнта. Розглянуто перетворення задачі викриття сигналів в сукупність задач їх розпізнання. Представлена схема детектора. Проведено тестування процедур формування портретів сигналів. Визначені і проаналізовані властивості вказаних портретів сигналів.

A variant of detection of cyclic biomedical signals is considered, based on recognition of processes observation situations in the window of their analysis, which is illustrated by the example of recognition of QRS-complexes types in the patient's electrocardiogram. The transformation of the detection problem into a set of recognition problems is considered. The scheme of the detector is presented. The testing of procedures for the formation of portraits was carried out. The properties of specified portraits of signals were determined and analyzed.

Ключові слова: *діагностичні системи, медико-біологічні сигнали, виявлення, розпізнання, навчання зі вчителем.*

Key words: *diagnostic systems, biomedical signals, detection, recognition, supervised learning.*

Вступ

Відбір інформативних ознак в системах виявлення і розпізнавання сигналів при діагностиці пацієнтів дозволяє розкрити і реалізувати резерви підвищення якості вирішення цих задач [3, 4, 5]. Перша з них складніша за другу, однак, підхід до відбору доцільного складу ознак із наперед заданої їх множини для підвищення якості виявлення і розпізнавання сигналів можуть бути побудовані на загальній основі. [1], що буде використано далі.

Пропонуються процедури прийняття рішень, побудовані з використанням характерного вигляду сигналів наявних типів (еталонів) з розрахунком кореляційних інтегралів для оцінки схожості форми реалізацій [3] з еталонами. Задача виявлення зводиться до сукупності задач розпізнавання. Розглядаються сигнали, що циклічно повторюються в запису їх відліків. Відбір доцільного складу ознак сигналів передбачається після зведення задачі виявлення сигналів до задач їх розпізнавання.

Мета роботи - розкриття порядку приведення задач виявлення сигналів до задач їх розпізнавання, отримання еталонних портретів для різних ситуацій спостереження сигналів,

надання кількісних оцінок їх початкової розрізненості для різних типів сигналів, а також мінливості їх реалізацій в навчальній вибірці.

Портрети ситуацій спостереження сигналів формуються за схемою навчання з учителем. Вирішення питань ілюструється на прикладі виявлення QRS-комплексів в електрокардіограмі пацієнта з використанням даних з бази PhysioNet [2], достатніх за обсягом для навчання системи, які мають розмітку вчителя по положенню і типам зазначених комплексів в запису.

Навчальна вибірка – це двадцяти хвилинний запис ЕКГ на частоті відліків 257 Гц з паралельним коментарем, що зафіксував наявність та положення трьох (N, A і V) типів комплексів, які всі без винятку розглядалися під час аналізу сигналів у складі вибірки.

Перетворення задачі виявлення сигналів в комплекс задач їх розпізнавання

Виявлення та розпізнавання сигналів - дві споріднених типових задачі аналізу даних під час реєстрації процесів функціонування організму пацієнтів при діагностиці захворювань. Розпізнавання сигналів - більш проста задача ніж їх виявлення. У першому випадку положення і часові межі сигналів в послідовності спостережуваних відліків можуть вважатися відомими. Потрібно лише визначити тип кожного сигналу на заданій множині їх можливих різновидів. При виявленні, тип кожного сигналу також повинен бути визначений. Однак виявлення сигналів ускладнюється додатковою невизначеністю їх часового положення у вхідній послідовності відліків.

Надалі будемо вважати, що розглянуті сигнали циклічно повторюються і не мають між собою навіть часткового перекриття в часі, як наприклад, QRS-комплекси в електрокардіограмі. В такому випадку, при перегляді даних ковзаючим вікном в основу принципу виявлення сигналів у вхідній послідовності відліків, що спостерігаються, можна покласти використання процедур їх розпізнавання.

Дійсно так, для кожного конкретного положення вікна на записи даних в ньому можуть виникнути різні ситуації спостереження тих чи інших фрагментів сигналів. Можливі випадки повного охоплення сигналу цим вікном або відсутності сигналу в ньому. Тоді, склавши повну систему портретів для ситуацій фрагментарного спостереження сигналів різних типів у вікні, можна вирішувати питання розпізнавання ситуації. Розпізнавання ситуації в такому випадку дає необхідне вирішення задачі виявлення - фіксується факт наявності або відсутності сигналу у вікні, визначається тип сигналу, протяжність спостережуваного фрагмента, його локалізація в повному сигналі, а також правильне положення вікна для повного охоплення сигналу, що і потрібно в розглянутій задачі. Таким чином, при такому підході виявлення сигналів реконструюється в їх розпізнаванні.

Переміщаючи це вікно по запису відліків на необхідному проміжку часу і вирішуючи завдання виявлення сигналу, забезпечимо вирішення обговорюваної задачі в цілому. Розглянутий принцип, покладено в основу роботи запропонованого тут детектора, Нижче обговорюється його схема.

Схема детектора

Загальна схема детектора, що побудовано за розкритим принципом, зображена на рис. 1.

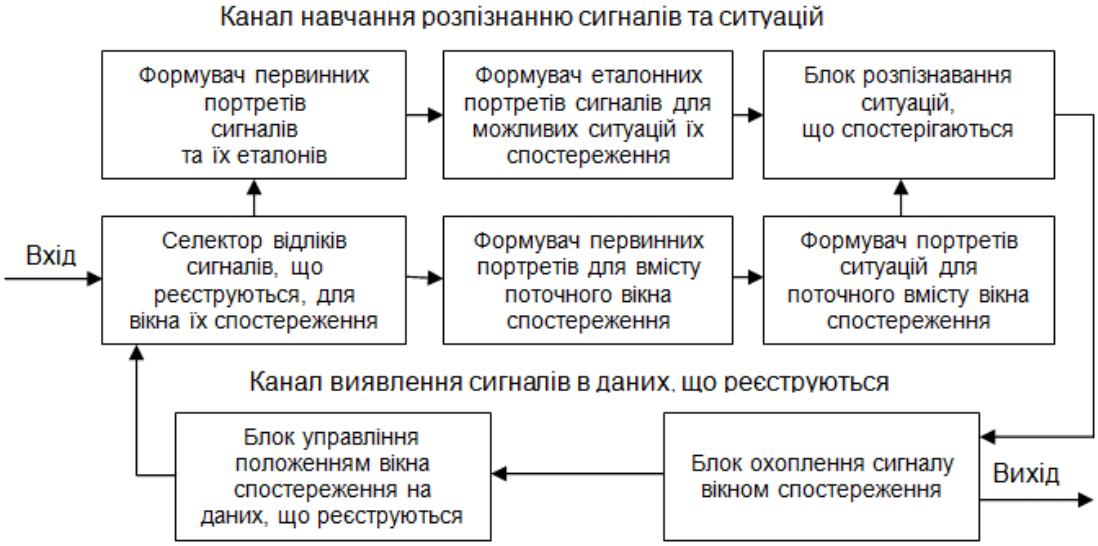


Рис. 1. Схема детектора циклічних сигналів, що навчається з учителем

Виявлення сигналів в даній роботі передбачається за даними їх фрагментарного спостереження у вікні. Воно основане на застосуванні процедури розкриття кожної поточної ситуації в вікні аналізу даних – початкового спостереження, повного або кінцевого.

Еталонний вигляд сигналу для різних ситуацій формується в каналі навчання детектора. Кожен комплекс обраного типу перетворюється у формувачі портретів в характеристику його форми [3,4]. Знаходиться середній вигляд комплексів (повні еталони). Рішення щодо ситуації, визначається за максимумом схожості ситуації з деяким випадком для одного з типів сигналів. Так визначаються наявність, положення та тип комплексу в запису, що й було потрібно.

Тестування процедур формування портретів ситуацій та оцінка їх властивостей

Приклади отриманих портретів представлені на рис. 2

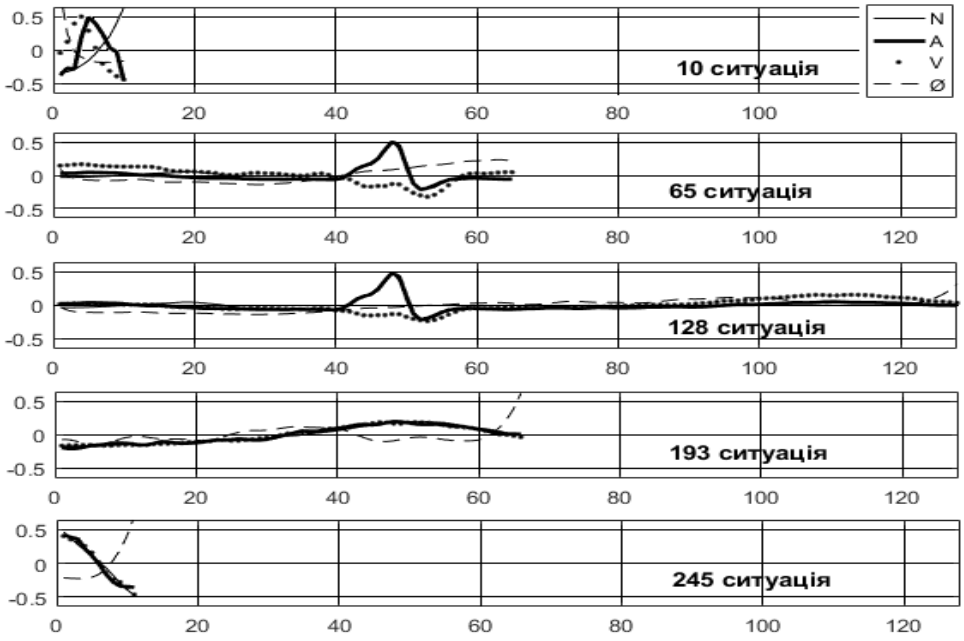


Рис. 2. Приклади портретів QRS-комплексів для різних ситуацій

Отримано оцінки відмінності повних еталонних портретів для N, A і V типів на шкалі [0,1] за критерієм α_z: α_z(N, A)=0.0239, α_z(N, V)=0.4362, α_z(N, Ø)=0.5094, α_z(A, V)=0.4422, α_z(A, Ø)= 0.4784, α_z(V, Ø)=0.3008, де «Ø» - позначеня для випадку відсутності комплекса у вікні, та цінки мінливості реалізацій комплексів (рис. 3).

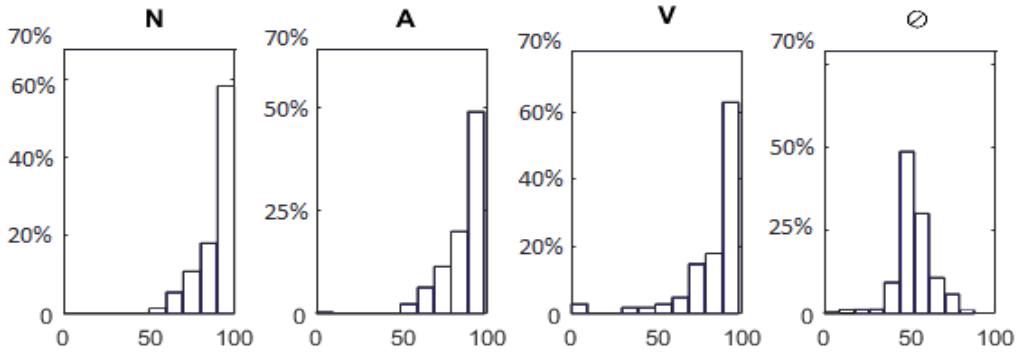


Рис. 3. Оцінки мінливості реалізацій комплексів для ситуацій їх спостереження

Висновки

Запропоновано варіант побудови детектора циклічних медико-біологічних сигналів з урахуванням можливості їх фрагментарного спостереження. Проведені тестова перевірка розроблених процедур та оцінка початкової відмінності і мінливості використаних портретів.

Література

1. Васильев, В.И. Распознающие системы. Справочник. / М.Ю. Антомонов – Киев, «Наукова Думка», 1983. - 421 с.: ил.
2. PhysioNet. St.-Petersburg Institute of Cardiological Technics 12-lead Arrhythmia Database. http://physionet.org/physiobank/database/incartdb
3. Шуляк А.П., Шачиков А.Д. Отработка принципов анализа структуры циклических медико-биологических сигналов для их обнаружения, распознавания и классификации/ Шачиков А.Д., Шуляк А.П., Збірник наукових праць «ВІСНИК КПІ ім. Ігоря Сікорського. серія приладобудування», випуск 49(1), 2015р.
4. Шуляк А.П., Шачиков А.Д. Особливості використання характеристики форми медико-біологічних сигналів при їх розпізнаванні/ Шачиков А.Д., Шуляк А.П., Збірник наукових праць «ВІСНИК КПІ ім. Ігоря Сікорського. серія приладобудування», випуск 51(1), 2016р.
5. Шуляк А.П., Шачиков А.Д. Критерії та процедури оцінки інформативності та відбору ознак медико-біологічних сигналів для їх розпізнавання/ Шачиков А.Д., Шуляк А.П., Збірник наукових праць «ВІСНИК КПІ ім. Ігоря Сікорського, серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Шуляк О.П.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 004.522

АНАЛІЗ ХАРАКТЕРИСТИК ЕКГ-ТРАКТУ ДЛЯ ВИЯВЛЕННЯ ППШ МЕТОДАМИ ЕКГ ВР

О.І. Римарчук, Є.С. Карплюк
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: oljarym@gmail.com

Запропоновано модель вхідного тракту ЕКГ, обробки сигналу та виявлення патологічних низькоамплітудних складових сигналу, яка дозволила дослідити вплив параметрів ЕКГ-тракту на якість виявлення пізніх потенціалів шлуночків. З'ясовано, що для виявлення пізніх потенціалів шлуночків методом Сімсона необхідно, щоб ефективна розрядність була не менше 12 біт, а верхня гранична частота смуги пропускання - не менше 1000 Гц та частота дискретизації АЦП не більше 2000 Гц.

In this article the input ECG channel model, including signal processing and detection of pathological low amplitude signal components was proposed. It allowed to investigate the influence of parameters ECG channel to the quality of ventricular late potentials detection. Was revealed, that identification ventricular late potentials by Simson method requires effective number of bit was not less than 12 bits, and the upper limit frequency bandwidth - not less than 1000 Hz and ADC sampling frequency less than 2000 Hz.

Ключові слова: *електрокардіографія високого розрізнення, пізні потенціали шлуночків, модель ЕКГ-тракту, частота дискретизації, ефективна розрядність***.**

Key words: *high resolution electrocardiography, ventricular late potentials,* ECG channel model, *sampling frequency, effective number of bits.*

Вступ

Електрокардіографія високого розрізнення - метод виявлення низькоамплітудних складових електрокардіограми. Основою цього методу є комп'ютерне посилення, усереднення і фільтрація різних ділянок електрокардіограми з їх подальшою математичною обробкою [1].

В роботі [2] проводилось моделювання ФНЧ та ФВЧ тракту з метою дослідження впливу їх взаємодії на якість реєстрації ППШ. Також проводилось моделювання та оптимізація параметрів ЕКГ-тракту на основі сигма-дельта АЦП [3].

Метою роботи є моделювання ЕКГ-тракту щодо впливу його характеристик на виявлення ППШ у часовій області методом сигнал-усередненої (СУ) ЕКГ / методом Сімсона.

Характеритики аналогової частини ЕКГ-тракту

Основними характеристиками аналогової частини є: нижня частота зрізу, верхня частота зрізу, рівень пульсацій в смузі пропускання, рівень придушення поза смугою сигналу ЕКГ, рівень власних шумів, коефіцієнт придушення синфазних шумів.

У зв'язку з ускладненням діангостичних систем і підвищенням вимог до точності засобів реєстрації ЕКГ ВР, є необхідним комплексний підхід до проектування, аналіз шумів і похибок на

всіх стадіях збору і обробки сигналів з урахуванням взаємного впливу всіх функціональних блоків однієї системи.

Методики виявлення пізніх потенціалів на електрокардіограмі

В основі ЕКГ ВГ лежить метод усереднення для усунення складової шуму у сигналі. Усереднення сигналу може привести до зсуву сегментів комплексу. Для компенсації такого зміщення, особливо в кінцевій частині QRS- та ST-сегменів застосовуються фільтри. Рекомендується [2] застосовувати двонаправлений смуговий фільтр Баттерворта, реалізація якого являє собою ФНЧ 2-го порядку та ФВЧ 4-го порядку з частотами зрізу 250 Гц та 400 Гц відповідно. При фільтрації ними у сигналі виникає дзвін, який може бути помилково прийнятим за ПП. Двонаправлена реалізація фільтра Баттерворта зсуває цей дзвін без спотворення термінальної частини QRS-сегменту. Критерії виявлення ПП визначаються за відфільтрованим сигналом [3].

Модель аналогової частини ЕКГ-тракту

Для побудови моделі тракту можна виділити кілька тісно взаємопов'язаних складових в системі обробки аналогових сигналів ЕКГ:

- Вхідні ланцюги аналогових сигналів, формування відведень ЕКГ, попередня аналогова фільтрація;
- АЦП;
- Попередня цифрова обробка потоку даних з АЦП;
- Відносна похибка коефіцієнта посилення.
- Допоміжні ланцюга тактових сигналів і джерел живлення.

Аналогова частина тракту ЕКГ багато в чому визначає потенційні можливості діагностичної системи в цілому, так як є її первинним вхідним блоком і вносить найбільший вклад в шумові складові сигналу перешкод [3].

Для розробки методики перевірки метрологічних характеристик електрокардіографів високого розрізнення була створена наступна модель, яка зображена на рис. 1.

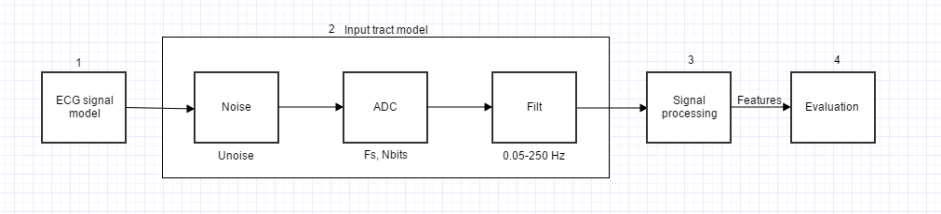


Рисунок 1. Модель вхідного тракту ЕКГ та подальшої обробки сигналу

1. Генератор ЕКГ-сигналу з патологією ППШ.
2. Модель вхідного тракту ЕКГ (похибка власних шумів кожного з модулів, АЦП, смуговий фільтр).
3. Блок математичної обробки вихідного сигналу, обчислення наступних параметрів сигналу: QRSD, RMS40 та LAS40 .

4. Блок обчислення критеріїв QRSD, RMS40 та LAS40 [4].

В даному дослідженні було обрано наступні критерії виявлення пізніх потенціалів: QRSD (тривалість відфільтрованого QRS комплексу) > 114 мс, RMS40 (середньоквадратична напруга останніх 40 мс комплексу QRS) < 20 мкВ, LAS40 (тривалість низькоамплітудних сигналів < 40 мкВ) в кінці QRS комплексу) > 38 мс [4].

Опис методики та результати дослідження

Вищезгадану модель вхідного ЕКГ-тракту було програмно реалізовано у середовищі MATLAB. На вхід моделі ЕКГ-тракту подавався модельний ЕКГ-сигнал з наявністю ППШ. Для кожного набору вхідних параметрів ЕКГ-тракту: Fc (верхня частота зрізу фільтра), ENOBadc (ефективна розрядність) було обчислено значення критеріїв QRSD, RMS40 та LAS40.

На рисунку 2 та 3 представлено сигнал, що пройшов через модель ЕКГ-тракту з різними параметрами.

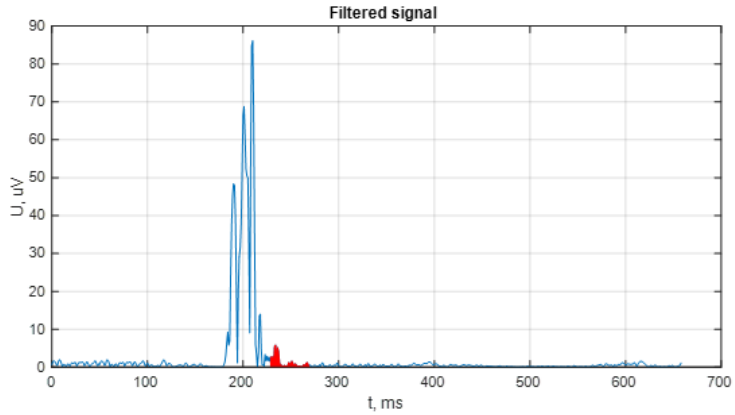


Рисунок 2. Фільтрований сигнал з ППШ (fs_{ADC} = 1000 Гц, ENOB = 18 біт, f_B = 250 Гц)

На сигналі, зображеному на рисунку 2, помітне розширення тривалості QRS-комплексу та наявність в ньому ППШ на останніх 40 мс QRS-комплексу.

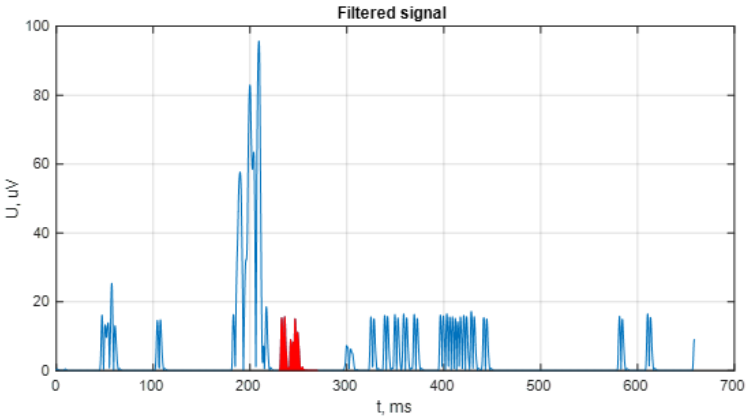


Рисунок 3. Фільтрований сигнал з ППШ (fs_{ADC} = 6000 Гц, ENOB = 10 біт, f_B = 1500 Гц)

На рис. 3 видно, що дані значення параметрів ЕКГ-тракту не дозволяють визначити параметри QRSD, RMS40 та LAS40 у вихідному сигналі.

Висновки

В даній роботі розглянуто основні вимоги до аналогової частини тракту систем ЕКГ ВР, синтезовано ЕКГ сигнал з наявністю пізніх потенціалів шлуночків. Створено модель для дослідження параметрів вхідного тракту електрокардіографів щодо аналізу ППШ. За допомогою розробленої моделі було показано, що для застосування критерію наявності ППШ за показниками згідно QRSD, RMS40 та LAS40, необхідно, щоб ефективна розрядність була не менше 12 біт, а верхня гранична частота смуги пропускання - не менше 1000 Гц та частота дискретизації АЦП не більше 2000 Гц.

Література

1. Simson M.B. Use of signals in the terminal QRS-complex to identify patients with ventricular tachycardia after myocardial infarction // Circulation. –1981. – Vol. 64.– No 2. – p. 235-241.
2. Карплюк Е.С. Оптимизация тракта ЭКГ на основе сигма-дельта АЦП
3. Результаты моделирования воздействия ФВЧ и ФНЧ на качество регистрации микропотенциалов на электрокардиограмме. Авдеева Д.К., Казаков В.Ю.
4. High Resolution Electrocardiography, Indian Pacing Electrophysiol. J. 2002;2(2):50-56.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., ст. викл. Карплюк Є.С.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

КОМПЛЕКСНИЙ МЕТОД СЕГМЕНТАЦІЇ ЕКГ

А. І. Волошина
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра фізичної та біомедичної електроніки, Київ, Україна, e-mail: a.voloshyna.dm@gmail.com

В роботі запропоновано метод сегментації ЕКГ для кожного кардіоциклу з метою подальшого аналізу динаміки параметрів ЕКГ під впливом фізичної активності. Метод побудовано на основі модифікованого алгортму Пана-Томпкінса для локалізації QRS-коплексу та порогових алгоритмів застосованих до амплітуд та швидкості наростання/спаду фронтів QRS-, P-, T- хвильз метоювизначенняположення їх характеристичних точок. Запропонований підхід було протестовано на калібрувальних сигналах стандарту IEC-60601-2-25 та ЕКГ сигналах міжнародної бази даних *MIT-BIHArrhythmiaDatabase;* отримані похибки детектування характеристичних точок задовольняють вимогам стандарту для 80% калібрувальних сигналів.

Method of ECG beat-to-beatsegmentationis presented in this paper for further ECG parameters dynamic analysis under the influence of physical activity. Method was developed on the base of modified Pan-Tompkins algorithm for QRS-complex localization and threshold algorithmslocked to the amplitude and rate of rise/fall of QRS-, P-, T- waves' fronts fordetection position of characteristic points. The presented approach was tested on IEC-60601-2-25 standard calibration signals and ECG signals of *MIT-BIHArrhythmiaDatabase;* obtained errors of characteristic points detection satisfies IEC-60601-2-25 standard requirements for 80% of model signals.

Ключові слова: *ЕКГ, сегментація,характеристичні точки, часове перетворення*.

Key words: *ECG, segmentation, characteristic points, time conversion.*

Вступ

Із сучасним темпом життя та рівнем розвитку технологій, з'являється можливість виявити патологічні зміни серцевої активності на ранніх стадіях за рахунок носимих системи домашнього моніторингу електричної активності серця. Основні вимоги до таких систем – зручність та обробка даних в режимі реального часу з метою попередження виникнення критичної ситуації. В задачі аналізу ЕКГ [1] основним етапом є визначення положення та амплітуди P, QRS та T хвиль, що дає можливість відслідковувати динаміку змін параметрів ЕКГ.

Значна кількість робіт присвячена темі сегментації ЕКГ[2, 3, 4, 5]. Наведені методи розробленіз використанням підходів, що мають високу обчислювальну складність [4], або не враховують можливі варіації форм хвиль [2], наведені в [5], чи виділяють опорні точки, мало спотворювані шумовими артефактами [3]. Метою даної роботи є розробка алгоритму виділення меж та піків основних хвиль ЕКГ сигналу, з урахуванням можливих форм хвиль та якості

фільтрації, для подальшого аналізу динаміки параметрів ЕКГ та їх взаємозв'язку із параметрами зовнішнього впливу, наприклад, параметрами фізичної активності.

Розробка методу

Основними вимогами до розробки алгоритму сегментації були: обчислювальна простота, точність та стійкість до артефактів шуму.

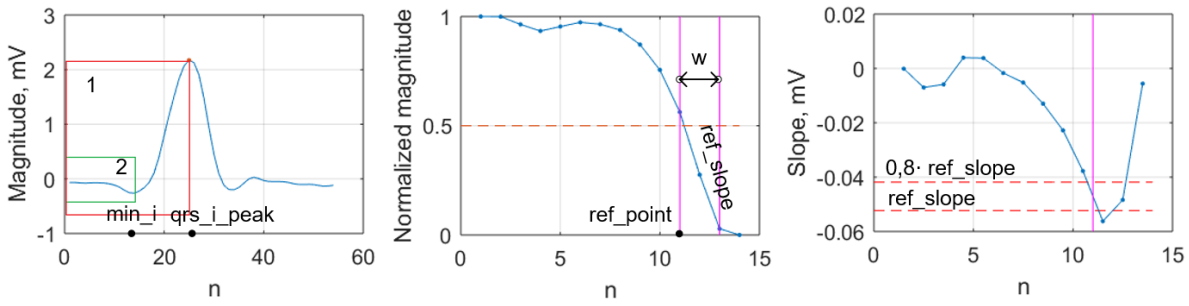
Фільтрація. Виконувалось усунення друйфу ізолінії високочастотним фільтром з нескінченною імпульсною характеристикою Баттерворта 3го порядку, з частотою зрізу 0.04 Гц, та усунення високочастотних шумів – використано низькочастотний фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою 200 порядку з вікном Кайзера та частотою зрізу 100 Гц.

Виділення меж QRS-комплексу. В основу алгоритму покладено метод Пана-Томпкінса, який базується на знаходженні похідної для детектування *QRS*-комплексу через крутизну його нахилу $x_ref = (dx/dt)^2$ із застосуванням фільтру ковзного середнього, тоді сигнал виглядатиме як $y(n) = (1/w+1)\sum_{i=-w}^{w} x_ref(n+i)$, де x – вихідний сигнал, w – довжина ковзного вікна (*w=0,15c*). Довжина вікна відповідає середній ширині QRS-комплексу.Для визначення приблизних меж QRS-комплексу розраховується адаптивний поріг

$$y_th(n) = th \cdot \max(y(i)), i = n - w_\max, \ldots, n, \quad (1)$$

де th = 0,5 , *w_max = 1 c*.

Відповідно, точки, що лежать на перетині (1) та синналу *y(n)* є межами QRS-комплексу (*qrs_i_left*та *qrs_i_right*). Якщо розмах сигналу x на проміжку [*qrs_i_left*:*qrs_i_right]*> 0,1 мВ, комплекс вважається наявним. В якості піку *QRS*-комплексу приймається найбільший за модулем екстремум вихідного сигналу *x* на проміжку *[qrs_i_left:qrs_i_right]*.



а) б) в)

Рис. 1. Визначення лівої межіQRS-комплексу: а) QRS-комплекс; б) виділення областей інтересу відносно глобальної та локальної точок екстремуму; б) пошук лівої межі QRS-комлексу: у випадку відсутності кінцевих різниць на інтервалі [1:ref_point], що задовольняють умові *slope < 0,8ref_slope*, за ліву межу приймається ref_point;w = 6 мс

Уточнення положення меж QRSкомплексу. Уточнення положення меж QRS комплексу відбувається з урахуванням можливих типів QRS-комплексу та залишкових артефактів шуму. Основний підхід – окремий розгляд правої та лівої частини QRSкомплексу, виявлення глобальних екстремумів на цих проміжках та застосування порогового критерію до швидкості

спаду (наростання) сигналу. Принцип детектування QRSнаведено на Рис. 1 на прикладі детектування лівої межі QRS-комплексу.Якщо розмах сигналу в області 2 (Рис. 1.а) більший за 30 мкВ, переходимо до кроку, зображенному на Рис. 1.б, інакше застосовується прийом на Рис. 1.б до інтервалу сигналу [min_i:qrs_peak_i] з порогом 0,5·ref_slope. $QT = 0{,}55\sqrt{RR}$

Пошук меж Т-хвилі. Т-хвиля знаходиться у вікні [4] від правої межі QRSкомплексу. Області інтересу визначається положеннямізолінії справа та зліва від шуканої Т хвилі. В ковзному вікні шириною 10 мс з 50% перекриттям на прожіжках*[S_i : S_i+ ST],* де S_i– права межа зубця S, ST – середня тривалість ST-сегменту (60 мс), та*[Q_i+ QT/2 : Q_i+QT]*визначається розмах сигналу *x*; при значенні< 30 мкВ, інтервал приймається за ізолінію. Т хвиля присутня, якщо *x(i_extrem) > 50* мкВ.Праві та ліві межі визначаються через апроксимацію поліномом 3 порядку правої і лівої частини Т хвилі та пороговим критерієм – 0,2 або 0,8(за умови нормування) в залежності від типу опуклості Т хвилі.

Пошук Р хвилі відбувається за принципом пошуку Т-хвилі.Оціночні межі Р-хвилі визначаються на проміжках *[T_right_board$_i$: QRS_left_board$_{i+1}$ - PQ],* де *PQ* = 200 мс [1], та *[QRS_left_board$_{i+1}$ - $P_{end}Q$: QRS_left_board$_{i+1}$]*, $P_{end}Q$ – інтервал між кінцем Р хвилі, та початком QRS комплексу, $P_{end}Q$ = 26 мс. Амплітудний критерій наявності Р-хвилі – 50 мкВ. Додатковий крок – перевірка Р-хвилі на двофазність: наяввність в області інтересу двох типів опуклості та задоволення пороговому критерію 30 мкВ обох частин Р хвилі відносно точки перегину. Межі Р-хвилі визначаються за пороговим критерієманалогічно Т-хвилі без застосування апроксимації.

Результати

Для перевірки якості детектування положення характеристичних точок були підраховані абсолютні похибки визначення довжини інтервалів, усереднені по всім кардіоциклам. Результати наведені в таблиці 1. Середньоквадратична похибка детектування довжин інтервалів для кожного запису була розрахована за відведеннями I, II, V1…6. Результати детектування характеристичних точок наведено на Рис.2 – на реальному сигналі (а) 103 з *MIT-BIHArrhythmiaDatabase*та модельному сигналі (б) CAL20210 стандарту IEC-60601-2-25.

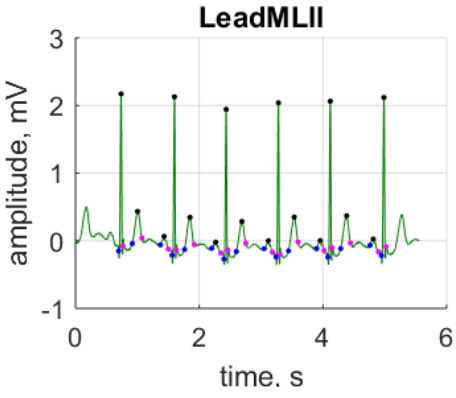
Висновки

Запропоновано метод сегментації ЕКГ на основі модифікованого алгортму Пана-Томпкінса для локалізації QRS-коплексу та порогових алгоритмів до амплітуд та швидкості наростання/спаду фронтів QRS-, P-, T- хвиль.

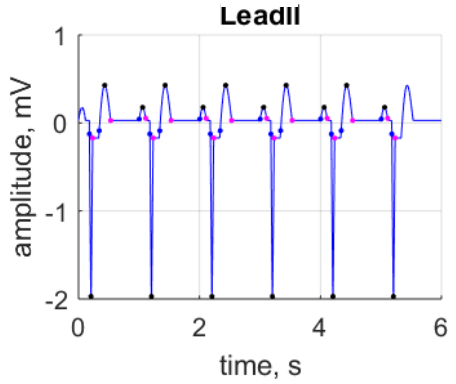
Особливість методу полягає в детектуванні елементів кожного кардіоциклу без попереднього усереднення, а також, на відміну від алгоритмів, побудованих на застосуванні дискретного вейвлет перетворення, якість детектування QRS-комплексу запропонованим алгоритмом не пов’язана із формою комплексу чи зменшенням роздільної здатності на певному рівні детелазації.

Таблиця 1. Середнє значення абсолютних похибок інтервальних параметрів ЕКГ

Records	II, ms				Record RMS, ms
	PR	QRS	Pdur	QT	
ANE20000	-2.0	-8.0	-10.0	-10.7	12.7
ANE20002	-2.0	-8.0	-10.0	-12.0	17.9
CAL05000	-6.0	-8.0	-10.0	3.1	7.2
CAL10000	-6.0	-8.0	-10.0	-0.7	7.1
CAL15000	-6.0	0.0	-10.0	-2.0	5.9
CAL20000	-6.0	0.0	-10.0	-2.4	6.0
CAL20002	-6.0	0.0	-10.0	-0.5	5.8
CAL20100	-6.0	2.8	-10.0	3.1	6.2
CAL20160	-6.0	2.8	-9.6	3.6	6.1
CAL20210	-2.0	-2.0	-10.0	-2.0	5.3
CAL20500	-10.0	6.0	-10.0	8.7	8.8
CAL30000	-10.0	4.0	-10.0	0.4	7.4
Feature RMS, ms	6.5	4.7	10.0	4.8	



а)



б)

Алгоритм було протестовано на калібрувальних сигналах стандарту IEC-60601-2-25 та ЕКГ сигналах міжнародної бази даних *MIT-BIHArrhythmiaDatabase*. Середньоквадратичне відхилення визначення довжини інтервалів по всіх записах та відведеннях складає: PQ – 8,6 мс, QT – 5,6 мс , QRS – 4,2 мс; відповідно стандарту IEC-60601-2-25 похибка детектування інтервалів: PQ – ±10мс, QT – ±12 мс , QRS – ±6 мс.

Література

1. Мешков, А. П. Азбука клинической ЭКГ / А. П. Мешков – Нижний Новгород: НГМА, 1998. – 150 с.
2. Nguyen, T. Individualized Arrhythmia Detection with ECGSignals from Wearable Devices / T. Nguyen, W. Lou, T. Caelli, S. Venkatesh, D. Phung // International Conference on Data Science and Advanced Analytics (DSAA). – 2014. – P. 570 – 576.
3. Boonperm, P. ECG Analyzing program for Arrhythmia detection / P. Boonperm, D. Supakasemwong, P. Naiyanetr // The 2014 Biomedical Engineering International Conference. –2014. – P. 1 – 4.
4. Amtul Salam, K. An Algorithm for ECG Analysis of Arrhythmia Detection. / K. Amtul Salam, G.Srilakshmi // 2015 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies – 2015. – P. 1 – 6.
5. Jia-wei, Z. A framework for ECG morphology features recognition. / Z. Jia-wei, H. Xiao-juan, L. Xia// 2010 IEEE 23rd International Symposium on Computer-Based Medical Systems – 2010 – P. 85 – 91.

Рекомендовано до публікації:к.т.н., ст. викл. Карплюк Є. С.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМІ, Київ, Україна

УДК 612.171.1+004.852

ВИКОРИСТАННЯ БІНАРНИХ ОЗНАК ПІД ЧАС РОЗПІЗНАВАННЯ ТИПІВ QRS-КОМПЛЕКСІВ ЕЛЕКТРОКАРДІОГРАМИ

В.А. Шелофаст
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: vitalyshelofast@gmail.com

Розглядаються особливості простіших бінарних ознак циклічних медико-біологічних сигналів та процедури їх дослідження і використання для розпізнавання типів QRS-комплексів електрокардіограми пацієнта в системі, що навчається з учителем.

Підтверджена функціональна достатність бінарних ознак для опису сигналів для їх розпізнавання на прикладі оброблення даних навчальної вибірки з використанням розроблених процедур.

The characteristics of simplest binary features of cyclic biomedical signals and procedures of their examination and usage for the purpose of recognition of types of QRS complexes of patient's electrocardiogram using supervised learning system are the subject of consideration.

The functional sufficiency of binary features for the purpose of signal description for its recognition was acknowledged using the processing of the training set with developed procedures as an example.

Ключові слова: *діагностичні системи, медико-біологічні сигнали, електрокардіографія, розпізнавання, бінарні ознаки.*

Key words: *diagnostic systems, biomedical signals, electrocardiography, recognition, binary features.*

Вступ

Склад ознак для розпізнавання сигналів із застосуванням тих чи інших алгоритмів суттєво впливає на якість прийняття рішень [1]. При цьому раціональний склад ознак буде різним залежно від форми та інших характеристик сигналів, які розпізнаються, змісту процедур прийняття рішень, а також різновидів самих ознак, що використовуються для опису сигналів [2, 3, 4].

Реальні якісні показники розпізнавання сигналів, з урахуванням всіх цих аспектів при використанні тих чи інших типів ознак, можуть оцінюватися на навчальних вибірках шляхом підрахунку правильних та хибних рішень та визначення їх співвідношення. За такою схемою можуть досліджуватись ознаки різних типів, обиратися доцільний їх склад відповідно до необхідних критеріїв якості розпізнавання сигналів.

Мета роботи: розроблення процедур застосування простіших бінарних ознак в розпізнаванні циклічних медико-біологічних сигналів та дослідження особливостей цих ознак та

їх використання. Вирішення зазначених питань ілюструється для розпізнавання типів QRS-комплексів електрокардіограми пацієнта [5] в системі, що навчається з учителем.

Бінарні ознаки, їх систематизація та графічна інтерпретація

Під бінарними ознаками $x_{i,j}$, які використовуються в роботі, розуміються найпростіші бінарні ознаки – сполучення $x_{i,j} = (x_i, x_j)$ одинарних ознак x_i, x_j для сумісного їх розгляду в усіх можливих парах поза будь-яких дій між одинарними ознаками, що належать до пар. Для систематизації таких ознак у разі повного їх складу зручно використовувати матрицю у вигляді, представленому в таблиці 1.

Таблиця 1. Принцип систематизації бінарних ознак

	1	2	3	4	5
1		1, 2	1, 3	1, 4	1, 5
2			2, 3	2, 4	2, 5
3				3, 4	3, 5
4					4, 5
5					

Тут для розкриття принципу систематизації бінарних ознак зображено спрощений варіант її представлення – на випадок використання п’яти одинарних ознак та з наведенням лише їх необхідної нумерації. Склад ознак в зображеній матриці надано повний.

Графічна інтерпретація однієї ознаки (рис. 1) — вектор або точка на координатній площині

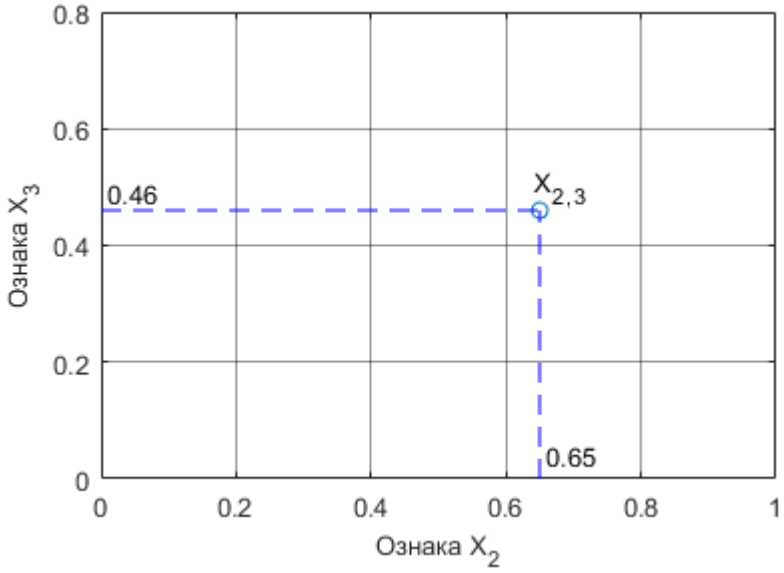


Рис. 1. Графічна інтерпретація бінарної ознаки $x_{i,j}$

з вісями для одинарних ознак. Як приклад наводиться ознака $x_{2,3}$ = (0,46; 0,65).

Особливості прийняття рішень за використання бінарних ознак

Прийняття рішень з розпізнавання сигналів з використанням бінарних ознак здійснюється методом порівняння їх описів з еталонним виглядом для класів, що розпізнаються. Еталонний вигляд описів – це середній вигляд описів всіх реалізацій окремих класів. Під час порівняння розраховуються значення кореляційних інтегралів для пар одинарних ознак, з яких складаються бінарні (рис. 2).

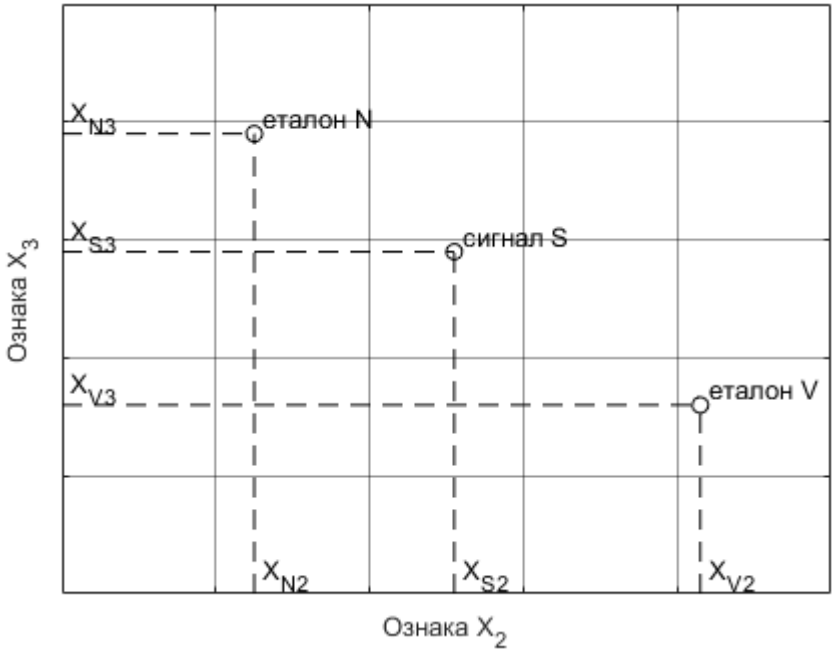


Рис. 2. Принцип порівняння бінарних ознак при розпізнаванні реалізацій сигналу

Для порівняння ознак застосовуються, наприклад, для наданого на рисунку прикладу, формули:

$$z_{NS}^{ij} = \sum_{k=1}^{2} x_{N_k}^{ij} \times s_k^{ij}, \quad z_{VS}^{ij} = \sum_{k=1}^{2} x_{V_k}^{ij} \times s_k^{ij}.$$

Отримані результати сумують:

$$z_{NS} = \sum_{\substack{i=2 \\ j=i+1}}^{128} z_{NS}^{ij}, \quad z_{VS} = \sum_{\substack{i=2 \\ j=i+1}}^{128} z_{VS}^{ij}.$$

Рішення з розпізнавання приймається на користь класу, для якого цей вираз набуває більшого значення.

Оцінка якості розпізнавання комплексів за використання бінарних ознак

Якість розпізнавання сигналів розробленим алгоритмом перевіряється на навчальній вибірці з прийняттям рішень для кожного сигналу в її складі. Підраховуються правильні та помилкові рішення в кожному класі реалізацій. Використані показники якості розпізнавання сигналів – часткові (для двох класів, що розглядаються) та узагальнюючий – для оцінки в цілому розроблених процедур, які використовують бінарні ознаки розглянутого типу для опису сигналів. Частковий показник – частка правильних рішень в класі реалізацій. Узагальнюючий показник –

сума зазначених часткових показників з однаковою вагою, що дорівнює ½. Результати тестових досліджень зведено в таблицю 2.

Таблиця 2. Часткові та узагальнюючий показники якості розпізнавання N і V типів QRS-комплексів в електрокардіограмі пацієнта у разі використання бінарних ознак

Оцінка імовірності правильного розпізнавання		
N-тип	V-тип	В середньому
0.8975	0.9	0.8987

Ці значення показників дещо нижчі за ті, що отримані у разі використання одинарних ознак [2, 3].

Висновки

Розглянуті бінарні ознаки є функціонально достатніми в описах сигналів для їх розпізнавання.

Імовірність правильного розпізнавання типів комплексів з використанням розроблених процедур має високий рівень.

Література

1. Васильев, В.И. Распознающие системы. Справочник. / М.Ю. Антомонов – Киев, «Наукова Думка», 1983. - 421 с.: ил.
2. Шуляк А.П., Шачиков А.Д. Отработка принципов анализа структуры циклических медико-биологических сигналов для их обнаружения, распознавания и классификации/ Шачиков А.Д., Шуляк А.П., Збірник наукових праць «ВІСНИК КПІ ім. Ігоря Сікорського. серія приладобудування», випуск 49(1), 2015р.
3. Шуляк А.П., Шачиков А.Д. Особливості використання характеристики форми медико-біологічних сигналів при їх розпізнаванні/ Шачиков А.Д., Шуляк А.П., Збірник наукових праць «ВІСНИК КПІ ім. Ігоря Сікорського. серія приладобудування», випуск 51(1), 2016р.
4. Шуляк А.П., Шачиков А.Д. Критерії та процедури оцінки інформативності та відбору ознак медико-біологічних сигналів для їх розпізнавання/ Шачиков А.Д., Шуляк А.П., Збірник наукових праць «ВІСНИК КПІ ім. Ігоря Сікорського, серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування.
5. PhysioNet. St.-Petersburg Institute of Cardiological Technics 12-lead Arrhythmia Database. http://physionet.org/physiobank/database/incartdb

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Шуляк О.П.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 612.171.1+004.852

КРИТЕРІЙ РАНЖУВАННЯ ВІДЛІКІВ ЕЛЕКТРОКАРДІОГРАМИ З ІНФОРМАТИВНОСТІ ПІД ЧАС РОЗПІЗНАВАННІ ТИПІВ QRS-КОМПЛЕКСІВ І ПРОЦЕДУРИ ОЦІНКИ ЯКОСТІ ЇХ РОЗПІЗНАВАННЯ

А. В. Сікач
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна,
e-mail: SikachAnd@gmail.com

Розглядається варіант ранжирування з інформативності відліків QRS-комплексів ЕКГ пацієнта у вікні спостереження сигналів для їх розпізнавання в системі, що навчається з учителем. Розкрито принцип і тестову перевірку ранжування відліків та локалізацію найінформативніших ознак в згаданому вікні.

Consider the variant of the ranking according to the informative value of the QRS complexes of the patient's ECG in the signal observation window for their recognition in the supervised learning system. The principle and test verification as a sample counting and localization of the most informative features in the above signal monitoring window are disclosed.

Ключові слова: діагностичні системи, медико-біологічні сигнали, розпізнавання, інформативність ознак, ранжування, електрокардіографія.

Key words: *diagnostic systems, biomedical signals, recognition, features informativity, ranking, electrocardiography.*

Вступ

Відбір інформативних ознак в системах виявлення і розпізнавання сигналів для діагностики пацієнтів дозволяє підвищити якість вирішення цих задач [1, 3]. Є різні підходи до відбору доцільного складу ознак для прийняття рішень [1], зокрема, основані на ранжуванні ознак сигналів з інформативності, в тому числі, з використанням різних критеріїв для її оцінки [3, 4, 5].

У даній роботі розглядається варіант критерія ранжирування відліків з їх інформативності, оснований на оцінці на навчальній вибірці відокремленого впливу кожної ознаки. Прийняття рішень з розпізнавання сигналів (розпізнавання типів QRS-комплексів ЕКГ пацієнта [2]) здійснюється з використанням характерного вигляду сигналів наявних типів (еталонів) та розрахунком кореляційних інтегралів для оцінки схожості спостережуваних процесів.

Мета роботи - розкрити зміст і особливості критерія, що розглядається, принцип ранжирування ознак сигналу з інформативності з його використанням та надати тестовий варіант ранжування ознак на навчальній вибірці QRS-комплексів ЕКГ пацієнта з трьома типами комплексів (N, A,V) та розкриттям отриманої локалізації деякої кількості найінформативніших ознак у вікні аналізу сигналів. Зазначена кількість може бути змінена за потребами дослідника.

Принцип та критерій ранжирування відліків.

Ранжування відліків в QRS-комплексах електрокардіограми з інформативності виконується на етапі навчання системи, що здійснює розпізнавання. З цією метою обстежуються підмножини комплексів N, A, V типів, наявних в навчальній вибірці [2]. Дослідження ведеться по черзі для всіх положень відліків сигналів у вікні аналізу комплексів, окремо для кожного типу комплексів. При цьому використовуються еталони комплексів, за які прийнято середній вид реалізацій комплексів в кожному типі. Для прийняття рішень розраховуються значення кореляційних інтегралів, зведені до шкали [0, 1]. Рішення приймається за максимумом одержуваних значень таких інтегралів для різних типів еталонів. Відлік сигналів і еталонів попереднє перетворюються в характеристики їх форми [5].

Для кожного положення відліків для множини реалізацій в типі комплексів, що розглядається, формується штучний «сигнал», в якому всі відліки еталонні і тільки один відлік, з досліджуваним номером, замінений на взятий з реалізації навчальної вибірки. При формуванні підмножини таких «сигналів» поступово проводиться перебір всіх реалізацій даного типу.

Кожен такий «сигнал» розпізнається алгоритмом. Проводиться оцінка впливу заміни, що розглядається, на якість прийняття рішень і таким чином з'ясовується вплив цього відліку на правильність кінцевих результатів розпізнавання.

Для ранжирування відліків фіксується два основні показники - підраховується кількість помилкових рішень, а в разі правильних рішень, розраховується перевага значення критерію прийняття рішень на користь кожного правильного рішення. При цьому, більше значення такої переваги свідчить про більшу впевненість у правильності рішення. Зокрема, для кожної реалізацій N типу для кожного відліку у вікні спостереження сигналів розраховується перевага Δz значення критерія на користь правильного рішення:

$$\left\{\Delta z_{NA}, \Delta z_{NV}\right\} = \min\left\{\left[z\left(\vec{n},\vec{э}_N\right) - z\left(\vec{n},\vec{э}_A\right)\right], \left[z\left(\vec{n},\vec{э}_N\right) - z\left(\vec{n},\vec{э}_V\right)\right]\right\},$$

де $z\left(\cdot,\cdot\right)$ – значення кореляційного інтеграла для порівнюваних векторів,

$\vec{n},\vec{э}_N,\vec{э}_A,\vec{э}_V$ – вектори «сигналу» і еталонів для відповідних типів комплексів, $\Delta z_{NA}, \Delta z_{NV}$ - різниці (перевага) значень кореляційних інтегралів.

Значення z розраховується як скалярний добуток зазначених векторів. Таким є критерій ранжирування ознак сигналів з їх інформативності.

Тестування процедури ранжирування відліків QRS-комплексів електрокардіограми

Тестування процедури ранжирування відліків QRS-комплексів електрокардіограми за розглянутим критерієм Δz проводилось на запису ЕКГ пацієнта [2]. Тривалість запису складає півгодини. Обсяги підмножин реалізації комплексів за типами: для N типу – 2363, для A – 179, для V – 110 екземплярів.

Результати розрахунку значень показника від номерів відліків сигналів у вікні їх аналізу зображено на рис. 1.

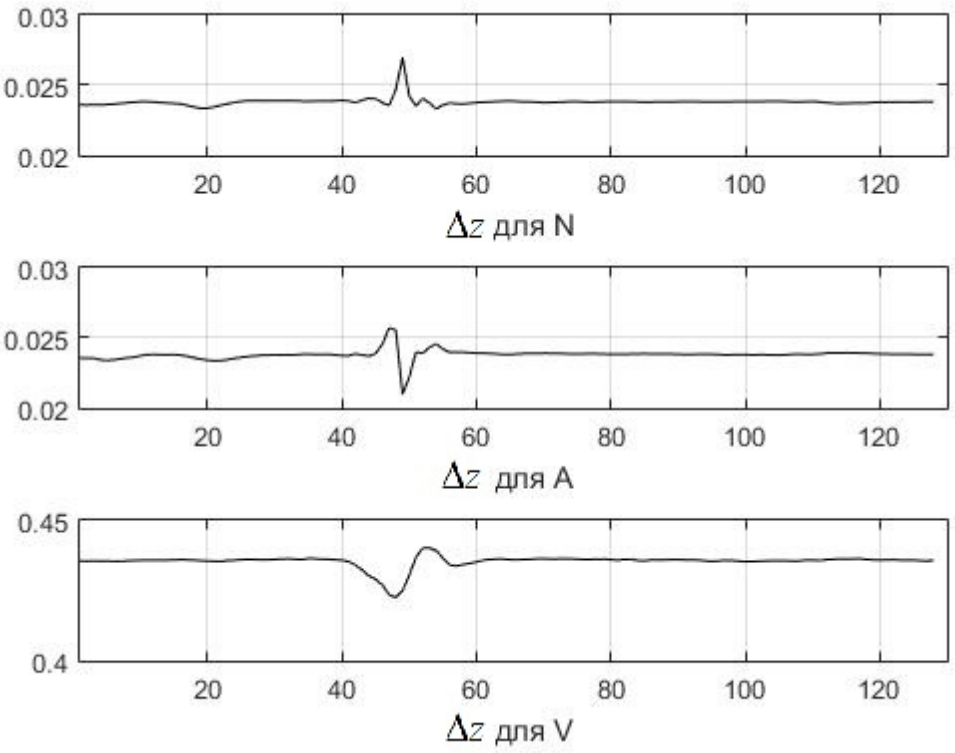


Рис. 1 Залежність значення критерія Δz від номерів відліків сигналів у вікні їх аналізу

Знайдена (рис. 2) локалізація, як приклад, 20 найінформативніших відліків для N, A, V типів

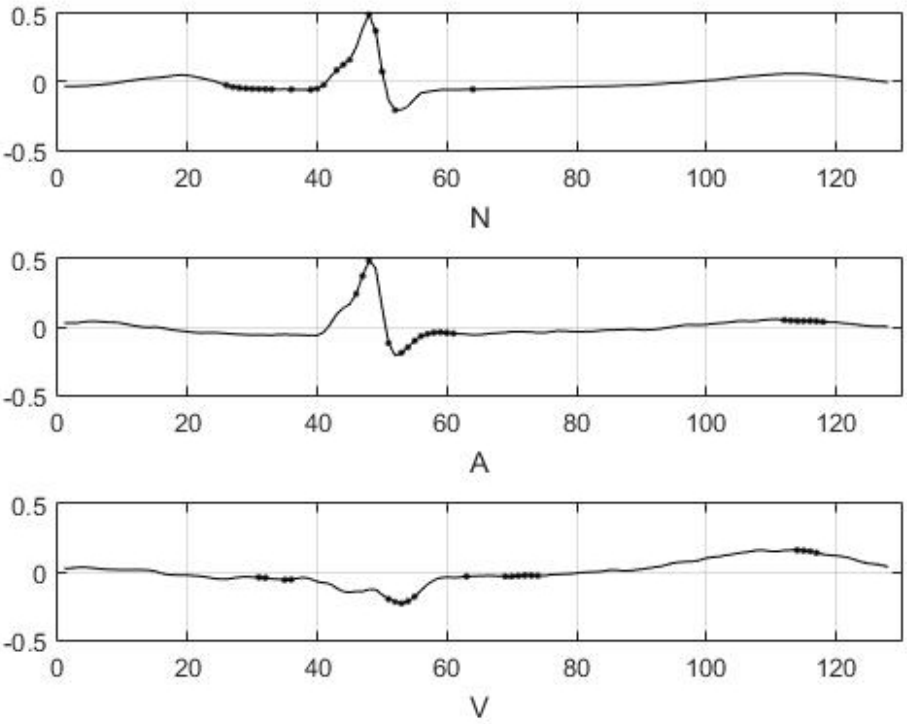


Рис. 2 Локалізація 20 найкращих відліків для N, A, V типів комплексів за показником Δz комплексів за допомогою цього критерію з використанням розроблених програмних процедур. Програмну реалізацію процедур здійснено в середовище. MatLab.

Висновки

1. Розкрито зміст запропонованого критерія та порядок ранжування відліків QRS-комплексів електрокардіограми з інформативності.

2. Проведено тестування процедури ранжирування відліків QRS-комплексів електрокардіограми на їх навчальній вибірці з розкриттям локалізації, як приклад, 20 найінформативніших відліків для N, A, V типів комплексів.

Литература

1. Васильев, В.И. Распознающие системы. Справочник. / М.Ю. Антомонов – Киев, «Наукова Думка», 1983. - 421 с.: ил.
2. PhysioNet. St.-Petersburg Institute of Cardiological Technics 12-lead Arrhythmia Database. http://physionet.org/physiobank/database/incartdb
3. Шуляк А.П., Шачиков А.Д. Отработка принципов анализа структуры циклических медико-биологических сигналов для их обнаружения, распознавания и классификации/ Шачиков А.Д., Шуляк А.П., Збірник наукових праць «ВІСНИК КПІ ім. Ігоря Сікорського. серія приладобудування», випуск 49(1), 2015р.
4. Шуляк А.П., Шачиков А.Д. Особливості використання характеристики форми медико-біологічних сигналів при їх розпізнаванні/ Шачиков А.Д., Шуляк А.П., Збірник наукових праць «ВІСНИК КПІ ім. Ігоря Сікорського. серія приладобудування», випуск 51(1), 2016р.
5. Шуляк А.П., Шачиков А.Д. Критерії та процедури оцінки інформативності та відбору ознак медико-біологічних сигналів для їх розпізнавання/ Шачиков А.Д., Шуляк А.П., Збірник наукових праць «ВІСНИК КПІ ім. Ігоря Сікорського, серія — Радіотехніка. Радіоапаратобудування.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доцент. Шуляк О.П.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 621.37

МОДУЛЬ РЕЄСТРАЦІЇ ЕЛЕКТРОМІОГРАМИ

Гарматюк Д.В.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна
e-mail:dimadgo11@gmail.com

В статті запропонована схема модуля електроміографа. Розроблена схема дозволяє використовувати модуль електроміографа з іншими модулями для реєстрації інших біологічних сигналів. Дана схема дозволяє отримувати підсилений сигнал амплітудою, яка відповідає межам вимірювання аналого-цифрового перетворювача мікроконтролера.

This paper proposes an electromyogram module schematics. The schematics allows using electromyogram module with other modules to register other biological signals. This scheme allows to get amplified signal amplitude, which corresponds to the limits of measurement microcontroller`s analog-to-digital converter.

Ключові слова: *електроміограма, віртуальна земля, AD8221, AD854.*

Keywords: *electromyogram, Right Leg Driver, virtual ground, AD8221, AD8544.*

Вступ

Сьогодення відзначається зростанням різних захворювань у всьому світі, що призводять до того, що порушується активність м'язів і нервів. Порушення рухової функції може виникнути при різних захворюваннях, таких як: патології моторних нервів, порушення функцій спинного або головного мозку чи його частин. Аналіз електроміограм в сукупності повинен визначати причини таких дисфункцій.

Електроміографія - метод дослідження електричної активності м'язів, що дозволяє визначити стан нервово-м'язової системи людини і застосовується у хворих з руховими порушеннями. Саме електроміографія дозволяє визначити місце, ступінь і поширеність м'язового ураження.

Електроміографія проводиться в діагностичних цілях периферичних відділів нервової системи. Модифікації даного методу дозволяють визначити і оцінити стан м'язів різних частин тулуба, характерних для конкретних неврологічних захворювань. Електроміографія є важливим діагностичним методом і проводиться при м'язовій слабкості, судомах і спазмах м'язів, при виникненні підозри на міопатію, міотонію, і ін., чим і обумовлена актуальність даного питання.

Особлива увага приділяється використанню електроміографії у робототехніці та протезуванні, оскільки для створення біонічних протезів необхідне глибоке дослідження роботи м’язів та нервових волокон. Хоча зараз на ринку існує достатня кількість систем реєстрації електроміограм (ЕМГ), існує потреба розробки портативного дешевого модуля ЕМГ, який можна використовувати під час розробки систем ЕМГ та випробовуванні алгоритмів аналізу цих

сигналів.

Предметом даної роботи є розробка модуля для реєстрації електроміограми та її подальшої обробки та використання.

Опис схеми модуля реєстрації ЕМГ

Схема електрична принципова модуля ЕМГ наведена на рис. 1.

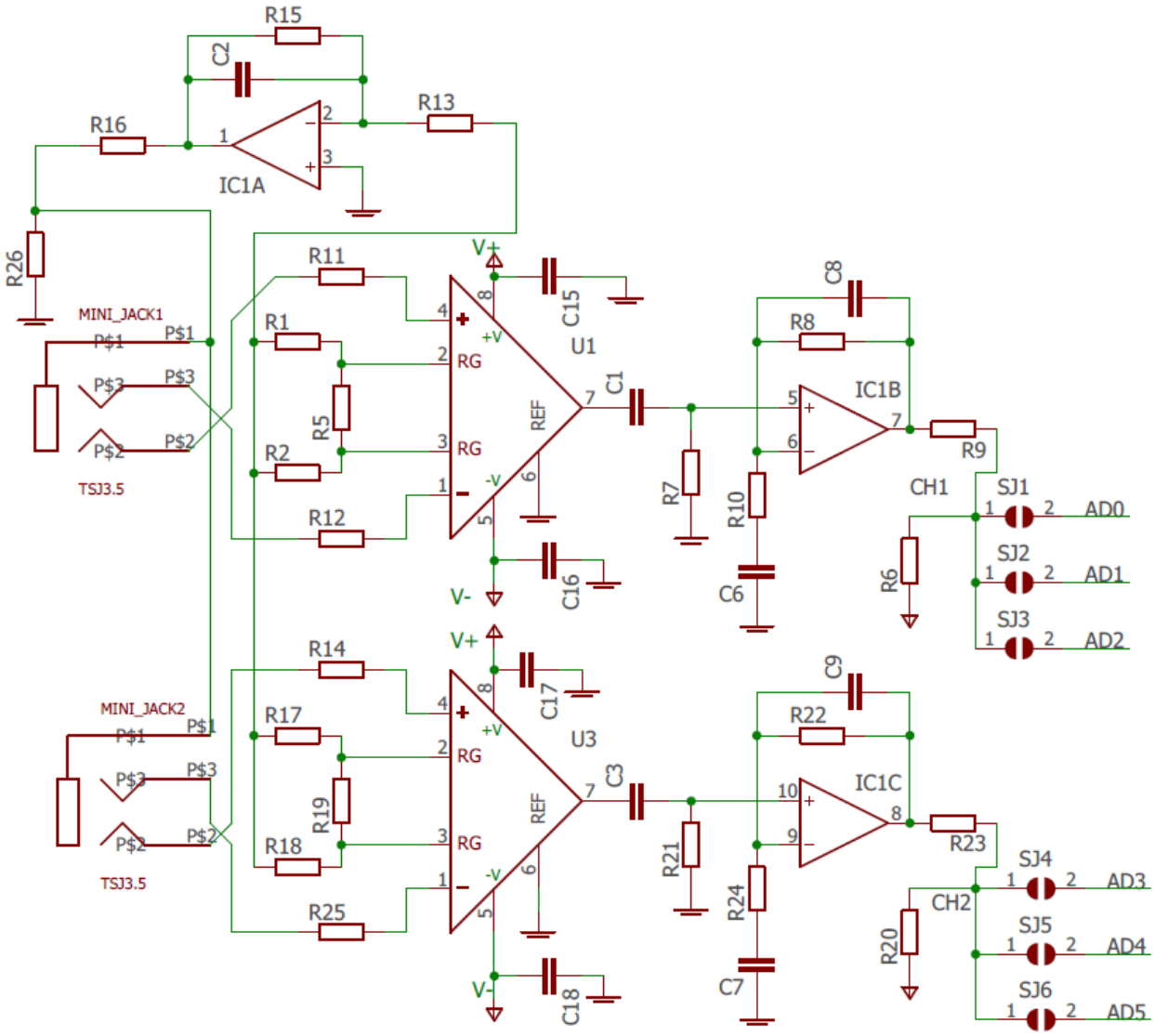


Рис.1. Схема електрична принципова модуля реєстрації ЕМГ

В схемі реалізовано два канали для реєстрації ЕМГ на підсилювачах AD8221 з попереднім підсиленням в 250 разів для зменшення впливу шумів схеми на зареєстрований сигнал. Далі зареєстрований і попередньо підсилений сигнал поступає на підсилювач AD8544 з коефіцієнтом підсилення 11 для подальшої передачі на макетну плату STM32F103RBT6. Загалом схема підсилює вхідний сигнал в 2750 разів, що виводить амплітудний діапазон вхідного сигналу на оптимальний рівень для зчитування аналого-цифрового перетворювача (АЦП) мікроконтролера.

У якості порівняльного електроду є можливість використання віртуальної землі (опір R16

відключено) або RLD (Right Leg Driver)(опір R26 відключено). В даній схемі RLD драйвер реалізовано для зменшення синфазних перешкод за допомогою подачі на людину в протифазі синфазної складової сигналу з вхідних електродів, таким чином середнє значення сигналу не буде зміщуватися відносно рівня напруги віртуальної землі. Схема реалізована так, що рівень напруги віртуальної землі знаходиться в центрі діапазону напруг, що може вимірювати АЦП мікроконтролера.

Використовується драйвер-формувач віртуальної землі на IC1D, для підсилення потужності віртуальної землі, а саме підсилення в ній струму.

На рис. 2 представлено зареєстровану модулем електроміограму грудного м'зу.

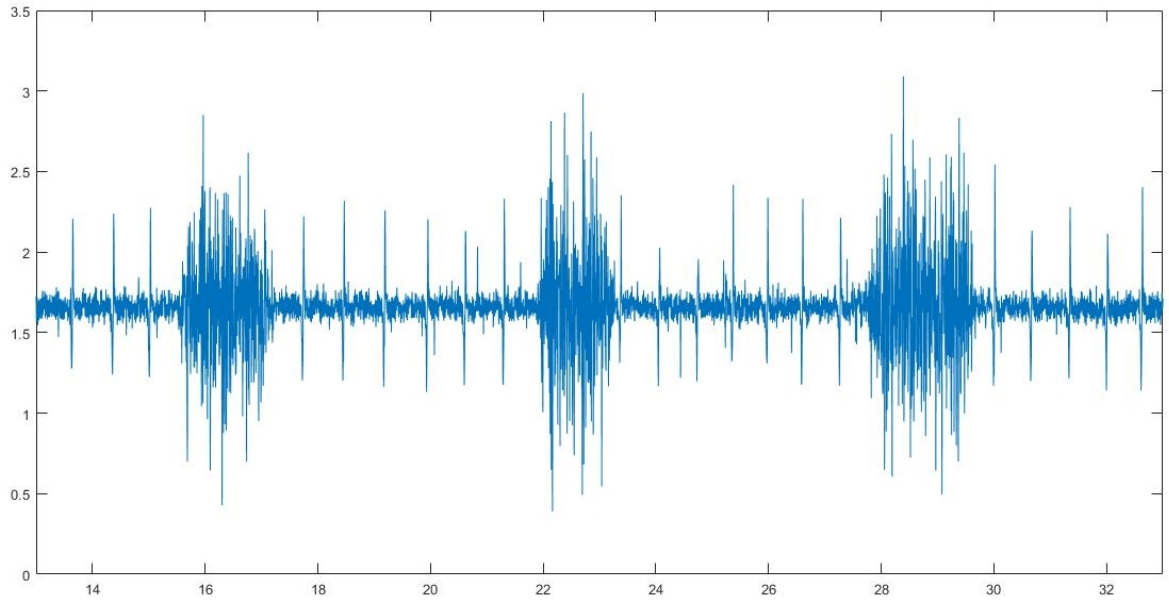


Рис.2 Електроміограма трьох скорочень грудного м'язу, після підсилення даним модулем

З графіку видно, що даний модуль підсилює ЕМГ сигнал у межах вимірювання АЦП мікроконтролера. Крім цього з графіку видно, що даний модуль, при реєстрації з грудного м'язу, реєструє серцеві скорочення. Для видалення з даного сигналу складової серцевих скорочень пропонується віднімати від даного сигналу зареєстровану кардіограму з другого каналу міографа, або модуля кардіографа.

Висновки

Аналізуючи отримані результати можна зробити висновок, що даний модуль реєстрації ЕМГ дає можливість отримання якісного сигналу для обробки. Крім цього можливість одночасного використання декількох видів модулів для реєстрації біологічних сигналів різних видів дає можливість одночасного дослідження роботи різних органів і розглядати їх в межах однієї системи. При реєстрації представлених вище сигналів використовувалися контактні електроди. Планується дослідження, розробка, використання безконтактних електродів та

створення модуля реєстрації електроенцефалограми та маски на основі безконтактних електродів.

Література

1. STMicroelectronics. STM32 Nucleo-64 board Data brief Rev 8. Switzerland: ST: 2016
2. Analog Devices. AD8541/AD8542/AD8544 Data sheet Rev. G. USA. AD: 2011
3. Analog Devices.AD8221 Data sheet Rev. C. USA. AD: 2011
4. Peter Konrad. ABC of EMG. Version 1.4 // Arizona. March 2006. ISBN 0-9771622-1-4
5. C.J. De Luca; M. Knaflitz Introduction to Surface Electromyography // Aspen. 1998. ISBN 0-8342-0751-6.

Рекомендовано к публикации: к. т. н., доц. Попов А.О.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 612.171.1+004.852

ВІДБІР БІНАРНИХ ОЗНАК QRS-КОМПЛЕКСІВ ЕЛЕКТРОКАРДІОГРАМИ ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЇХ РОЗПІЗНАВАННЯ

В.А. Шелофаст
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна,
e-mail: vitalyshelofast@gmail.com u

Розглядається дослідження наявності, можливий варіант оцінки та реалізації резервів в підвищенні якості розпізнавання сигналів в системах, що навчаються з учителем. Для опису сигналів використовуються найпростіші бінарні ознаки. Дослідження ілюструються на тестовому прикладі використання розроблених процедур для двох типів QRS-комплексів в електрокардіограмі пацієнта. Обговорюються виникаючі при цьому особливості.

The research of the availability, possible variants of assessment and implementation of reserves in quality increase of signals in supervised learning systems are the subjects of consideration. The simplest binary features are used to describe the signals. The research is illustrated using the test example of usage or developed signal analysis procedures for two types of QRS complexes of a patient's electrocardiogram. Specifics of such approach are being discussed.

Ключові слова: *діагностичні системи, медико-біологічні сигнали, електрокардіографія, розпізнавання, відбір бінарних ознак.*

Key words: *diagnostic systems, biomedical signals, electrocardiography, recognition, binary features selection.*

Вступ

Відбір бінарних ознак QRS-комплексів електрокардіограми здійснюється з метою викриття наявності, оцінки та реалізації резервів в підвищенні якості їх розпізнавання завдяки виключення з розгляду деяких ознак зі складу їх початкової множини, - таких, що вони негативно впливають на отримувані результати. Будемо використовувати підхід до рішення цієї задачі [2, 3] для системи, що навчається з учителем [1], у випадку використання одинарних ознак [2]. Ранжування ознак здійснюється з використанням критерія Кульбака [2, 4], який в числовому вигляді надає оцінку інформативності ознак на основі урахування існуючих розподілів їх значень для різних типів сигналів на навчальній вибірці. Розглядається задача для двох типів сигналів.

Найпростіші бінарні ознаки – сполучення $x_{i,j} = (x_i, x_j)$ одинарних ознак x_i, x_j для їх сумісного розгляду в різних парах – поза будь-яких дій між одинарними ознаками. Під одинарними ознаками розуміються відліки характеристик форми сигналів у вікні їх спостереження [2, 3, 4]. Для графічної інтерпретації будемо використовувати двовимірні вектори або точки на координатних площинах з вісями для одинарних ознак. Порівняння ознак під час прийняття

рішень з розпізнавання сигналів здійснюється з розрахунками значень кореляційних інтегралів для пар ознак. Підсумкове значення критерія прийняття рішень знаходиться сумуванням таких результатів.

Мета роботи – дослідити наявність, можливий варіант оцінки та реалізації резервів в підвищенні якості розпізнавання сигналів в системах, що навчаються з учителем, у разі використання для їх опису найпростіших бінарних ознак, з наведенням ілюстрацій на тестовому прикладі використання розроблених процедур аналізу сигналу для розпізнавання двох типів QRS-комплексів в електрокардіограмі пацієнта [5], та висвітлення виникаючих при цьому особливостей.

Ранжування бінарних ознак за інформативністю

Числовим критерієм для оцінки інформативності різноманітних ознак сигналів, який широко використовується в практичних медичних застосуваннях, є Критерій Кульбака, що розраховується за формулою:

$$J = \sum_{i=1}^{n} (p_i - q_i) \log \frac{p_i}{q_i},$$

яка застосовується, у разі одинарних ознак, для кількісної оцінки розрізненості гістограм розподілів p_i, q_i значень тієї ж самої ознаки для різних сигналів, дріб розглядається як співвідношення правдоподібності для кожного з n дискретів гістограми.

Особливість застосування такого критерію для бінарних ознак полягає в тому, що потрібні гістограми будуються поверх координатних площин для ознак, що розглядаються сумісно (рис 1).

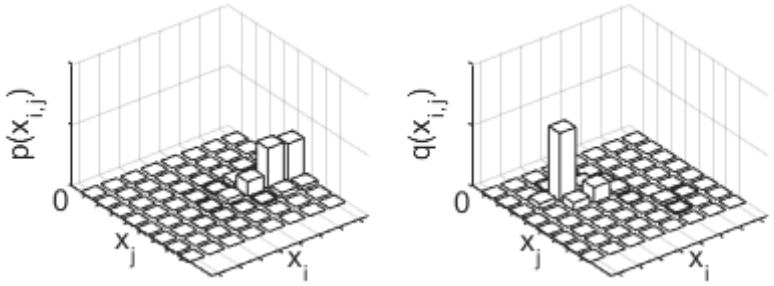


Рис. 1. Гістограми розподілу однієї бінарної ознаки для N та V типів QRS-комплексів

Гістограми побудовано з додержанням умови нормування. Результати оцінки інформативності бінарних ознак в тестовому прикладі відображено на рис. 2.

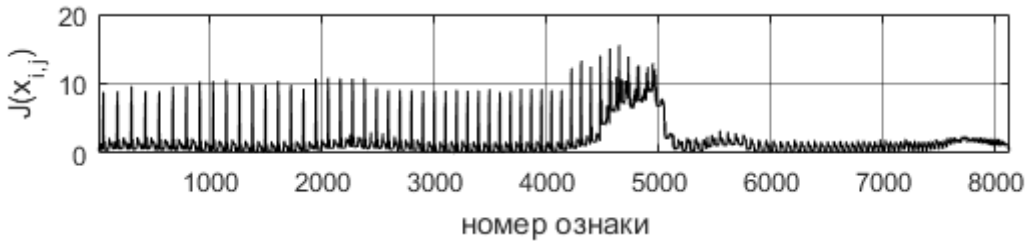


Рис. 2. Інформативність бінарних ознак QRS-комплексів для розпізнавання сигналів N та V типів

Подальше ранжування ознак здійснювалось в порядку зменшення значень їх інформативності.

Відбір бінарних ознак для розпізнавання сигналів

Відбір ознак основувався на визначення залежності показників якості розпізнавання сигналів (часткових та узагальнюючого) від кількості відкинутих з розгляду ознак з найнижчою інформативністю (рис. 3).

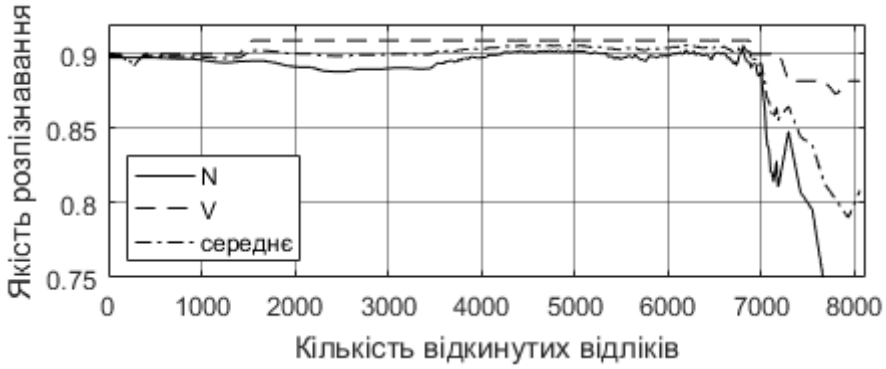


Рис. 3. Залежність якості розпізнавання QRS-комплексів від кількісного складу ознак

За максимумом узагальнюючого показника якості розпізнавання QRS-комплексів відшукувалась точка для визначення доцільного кількісного складу ознак.

Відповідно до отриманих в тестовому прикладі результатів доцільна кількість ознак складає 3312. Показник якості має значення 0.9058, коли в початковій точці (для повного складу ознак) трошки менше – 0.8988, що й очікувалось.

Тестовий приклад розкриття локалізації відібраних простіших бінарних ознак для розпізнавання сигналів

Розроблений програмний інструментарій забезпечує наочне відображення результатів відбору бінарних ознак для розпізнавання сигналів на матриці їх систематизації у вигляді виділення їх локалізації кольором (рис. 4).

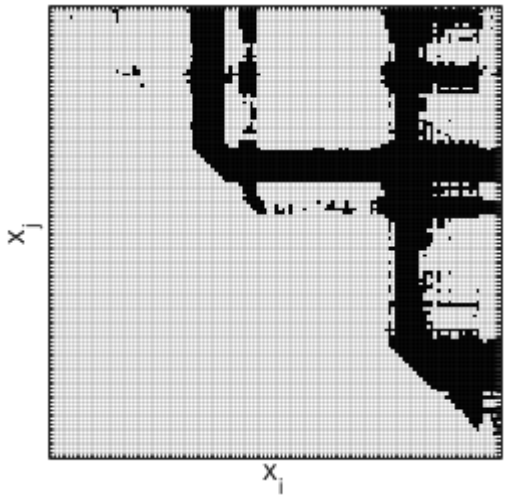


Рис. 4. Локалізація відібраних бінарних ознак для розпізнавання сигналів в тестовому прикладі

Розроблений програмний інструментарій забезпечує також наочне відображення результатів дослідження бінарних ознак з інформативності на згаданій матриці їх систематизації у вигляді тонального рельєфу відтінків сірого кольору.

Висновки

Описи сигналів з бінарними ознаками більш громіздкі, ніж з одинарними, але вони є функціонально достатніми для забезпечення розпізнавання сигналів з високим рівнем його якості. Відбір бінарних ознак для розпізнавання сигналів може забезпечувати деяке підвищення його якості. Розроблений програмний інструментарій забезпечує зручне наочне відображення результатів дослідження бінарних ознак з інформативності та локалізацію відібраних ознак для розпізнавання сигналів.

Література

1. Васильев, В.И. Распознающие системы. Справочник. / М.Ю. Антомонов – Киев, «Наукова Думка», 1983. - 421 с.: ил.
2. Шуляк А.П., Шачиков А.Д. Отработка принципов анализа структуры циклических медико-биологических сигналов для их обнаружения, распознавания и классификации/ Шачиков А.Д., Шуляк А.П., Збірник наукових праць «ВІСНИК КПІ ім. Ігоря Сікорського. серія приладобудування», випуск 49(1), 2015р.
3. Шуляк А.П., Шачиков А.Д. Особливості використання характеристики форми медико-біологічних сигналів при їх розпізнаванні/ Шачиков А.Д., Шуляк А.П., Збірник наукових праць «ВІСНИК КПІ ім. Ігоря Сікорського. серія приладобудування», випуск 51(1), 2016р.
4. Шуляк А.П., Шачиков А.Д. Критерії та процедури оцінки інформативності та відбору ознак медико-біологічних сигналів для їх розпізнавання/ Шачиков А.Д., Шуляк А.П., Збірник наукових праць «ВІСНИК КПІ ім. Ігоря Сікорського, серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування.
5. PhysioNet. St.-Petersburg Institute of Cardiological Technics 12-lead Arrhythmia Database. http://physionet.org/physiobank/database/incartdb

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Шуляк О.П.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 616.12-073.7

ВИЯВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОКАРДІОСИГНАЛІВ ПЛОДУ З АБДОМІНАЛЬНИХ СИГНАЛІВ МАТЕРІ

З.О. Мадай, К.О. Іванько
НТУУ «КПІ ім. І.Сікорського»,Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: zarinkas.m@gmail.com

У роботі проведено виявлення електрокардіосигналів плоду з абдомінальних електрокардіосигналів матері за допомогою вейвлет-аналізу. Проведені експерименти показали, що запропонований метод дозволяє усунути шуми в абдомінальній електрокардіограмі, а також виявити електричну активність серця плоду.

The article describes the detection of fetal electrocardiosignals from the abdominal maternal signal based on wavelet analysis. The experiments showed that the proposed method allowed us to eliminate noise in the abdominal electrocardiogram as well as to detect fetal heart electrical activity.

Ключові слова: *абдомінальний електрокардіосигнал, електрокардіограма плоду, неінвазивна реєстрація, вейвлет-аналіз.*

Key words*: abdominal electrocardiosignal, fetal electrocardiogram, non-invasive registration, wavelet analysis.*

Вступ

Одним з найважливіших показників нормального розвитку вагітності є серцебиття плоду. Дуже важливим є своєчасне діагностування та виявлення вад серця у майбутньої дитини, що дозволить у разі патології провести лікування або навіть врятувати життя. Електрокардіографічний моніторинг може виконуватися за допомогою двох методів реєстрації: інвазивно – шляхом накладання електроду на голівку плоду та неінвазивно – за допомогою реєстрації сумарної електрокардіограми матері і плоду з живота вагітної жінки [1-3]. У першому методі забезпечується краща точність ЕКГ сигналу, проте недоліками є можливість проведення реєстрації лише безпосередньо під час пологів, а також небезпечність методу для матері та майбутньої дитини. Неінвазивний метод реєстрації дає можливість тривалого моніторингу стану плоду протягом вагітності та є абсолютно безпечним для матері та плоду. Задача виявлення ЕКГ плоду на фоні ЕКГ матері полягає в тому, щоб розділити суміш цих сигналів, ґрунтуючись на відмінності їх амплітудних і частотних діапазонів. Складнощі в процесі аналізу електрокардіосигналів плоду при неінвазивному методі реєстрації пов'язані з тим, що амплітуда ЕКГ плоду є дуже малою порівняно з ЕКГ матері, зазвичай QRS комплекси плоду маскуються та спотворюються шумами, також слід відмітити, що ЕКГ сигнали матері та плоду перетинаються як у частотній, так і у часовій областях. Серед найбільш відомих методів які застосовуються з метою відокремлення фетальної ЕКГ слід відзначити вейвлет-аналіз, а також метод сліпого розділення джерел в реалізаціях ICA та PCA [1-2]. Метод сліпого розділення

джерел в деяких випадках дає гарні результати, дозволяючи навіть виявити форму низькочастотних зубців фетальної ЕКГ, однак в деяких випадках він не дозволяє навіть відокремити фетальну ЕКГ в окрему незалежну компоненту. Тому з цієї точки зору метод вейвлет-аналізу є надійнішим. Метою даної роботи є вдосконалення підходів до виявлення фетальної ЕКГ з абдомінальних сигналів матері за допомогою вейвлет-розкладу.

Основна частина

В даній роботі аналізувалися сигнали з бази даних [3] ресурсу Physionet, яка містить багатоканальні абдомінальні ЕКГ сигнали, неінвазивно зареєстровані з 21 по 40 тиждень вагітності з частотою дискретизації 1 кГц та роздільною здатністю 16 біт. Розроблений метод виявлення електрокардіосигналів плоду з абдомінальних електрокардіосигналів матері базується на вейвлет-аналізі. Особливістю запропонованого підходу є, по-перше, використання материнської вейвлет-функції, яка за формою подібна до форми QRS комплексу плоду, що дозволяє краще детектувати кардіоцикли плоду, а, по-друге, застосування декількох етапів вейвлет-розкладання з метою усунення завад і подальшого виявлення фетальної ЕКГ. При дослідженні сигналу $S(t)$ за допомогою вейвлет-аналізу виконується його представлення у вигляді сукупності послідовних наближень апроксимуючої $a_m(t)$ і деталізуючої $d_m(t)$ складових [4]: $S(t) = a_m(t) + \sum_{i=1}^{m} d_i(t)$.

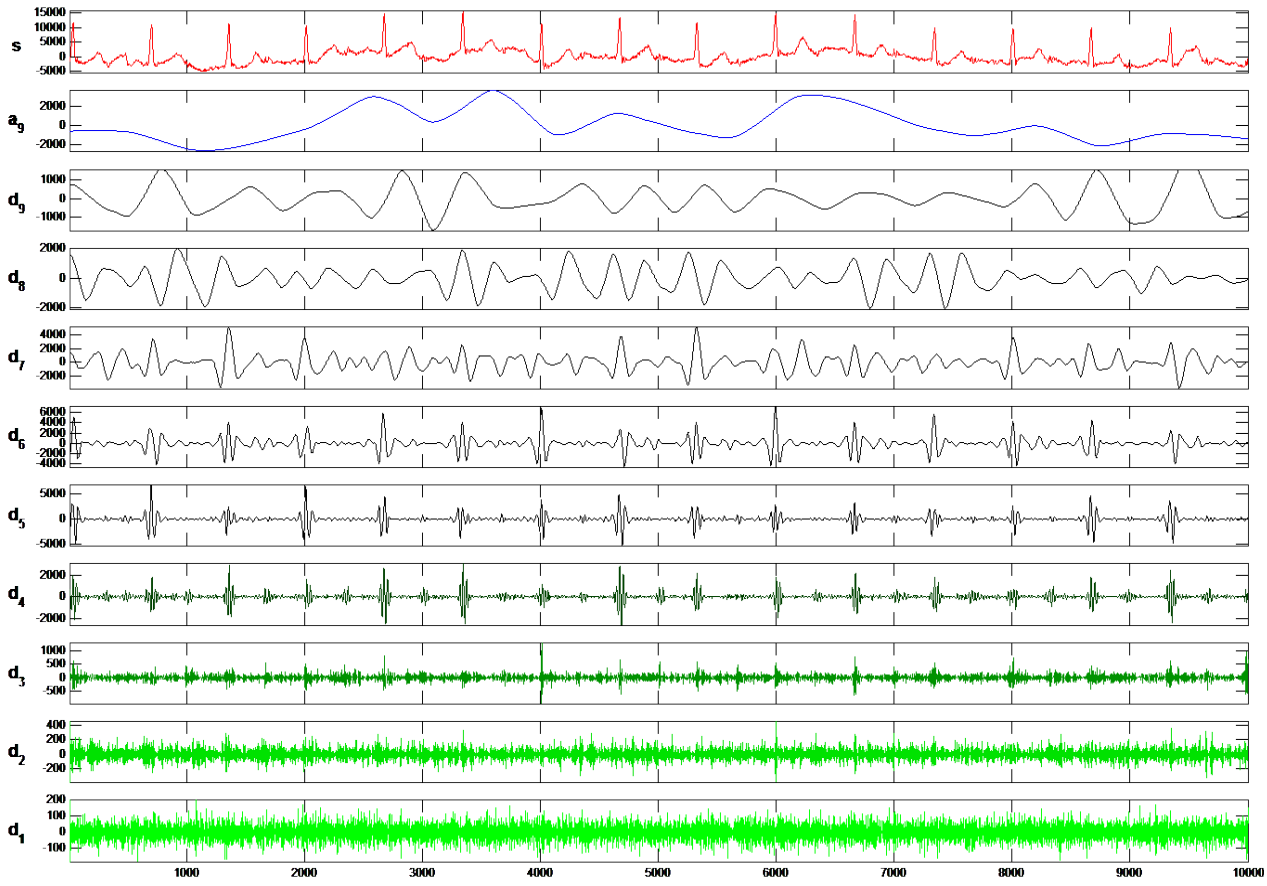


Рис.1. Вейвлет-розклад абдомінального електрокардіосигналу до 9-го рівня за допомогою симетричної вейвлет-функції 6-го порядку

Попередня обробка абдомінального ЕКГ сигналу за допомогою вейвлет-розкладу, проведена в декілька етапів, дозволяє позбутися дрейфу ізолінії, відфільтрувати інші шуми, а також усунути ЕКГ матері, яка під час виявлення фетального електрокардіосигналу також є суттєвою перешкодою. В якості вейвлет-функції, яка використовувалася з метою усунення дрейфу ізолінії, було застосовано симетричний вейвлет 6-го порядку. Вейвлет-розклад проведено до 9 рівня. Дрейф ізолінії є низькочастотною завадою, тому для його усунення необхідно відновити сигнал за умови нульових коефіцієнтів апроксимуючої складової a_9, яка відображає повільні коливання сигналу (рис.1, 2). Присутність високочастотних шумових складових проявляється, навпаки, на рівнях деталізації, а саме $d_1 - d_3$. При цьому, для усунення шуму коефіцієнти деталізації рівнів d_1 та d_2 потрібно обнулити повністю, а до коефіцієнтів деталізації рівня d_3 необхідно застосувати порогову обробку, щоб зберігти ознаки фетальної ЕКГ, присутні на цьому рівні. За допомогою оберненого вейвлет-перетворення відновлено сигнали абдомінальної ЕКГ без коефіцієнтів, що містять шум (рис. 3).

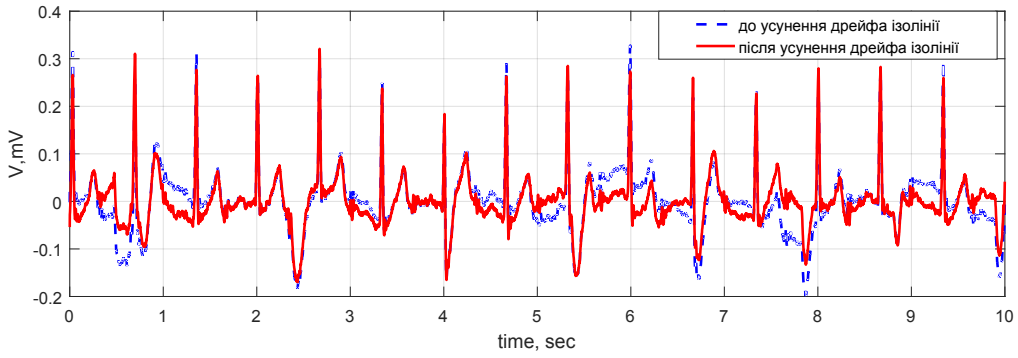


Рис.2. Фрагмент абдомінальної ЕКГ до та після усунення дрейфа ізолінії

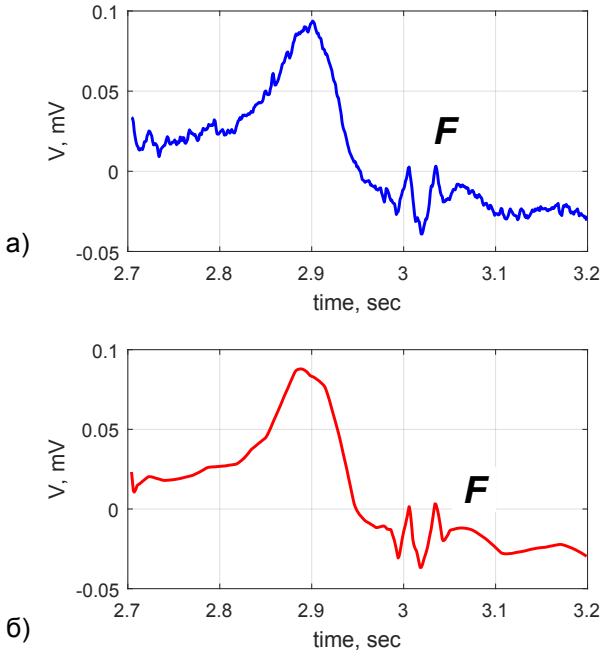


Рис.3. Фрагмент абдомінальної ЕКГ з наявністю фетального кардіоцикла *F*:
а) до усунення шумів; б) після усунення шумів за допомогою вейвлет-розкладу

Наступними етапами в обробці абдомінальних сигналів є усунення материнської ЕКГ, а також пошук ознак QRS комплексів плоду для подальшого їх виявлення та відокремлення від сумарного абдомінального сигналу. Проведені експерименти показали, що за умови вибору вейвлет-функції, яка схожа за формою до ЕКГ, а також визначення необхідної кількості рівней розкладу, можна отримати такий вейвлет-розклад, коли материнська ЕКГ найбільше буде проявляти себе у апроксимуючій складовій, а ознаки фетальних кардіоциклів будуть зосереджені на декількох рівнях деталізації. Тоді для виділення фетальної ЕКГ з абдомінального сигналу (рис.4) необхідно під час реконструкції сигналу враховувати лише коефіцієнти тих рівнів деталізації, що містять ознаки ЕКГ плоду. Коефіцієнти апроксимуючої складової, а також найвищого рівня деталізації, що передають особливості материнської ЕКГ, потрібно прийняти рівними нулю. Для реалізації цього етапу найкраще підходить симетричний вейвлет 4 порядку за умови вейвлет-розкладу до 5 рівня.

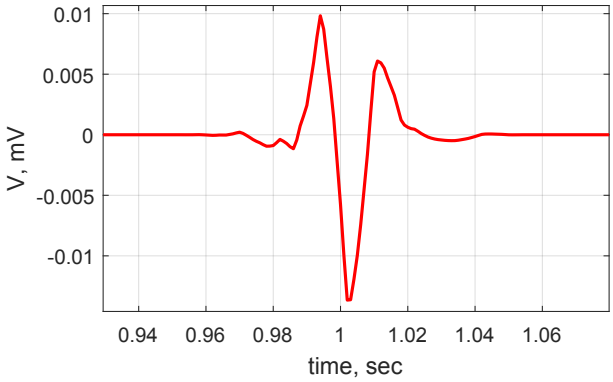


Рис.4. Виявлений QRS комплекс плоду

На жаль, незалежно від кількості рівнів розкладу чи вибору вейвлет-функції, через свій частотний склад ознаки QRS комплексів матері проявляються на всіх рівнях вейвлет-розкладу абдомінального сигналу. Тому в отриманому після реконструкції сигналі потрібно програмно виключити з розгляду ділянки, що містять QRS комплекси матері, хоча у разі перекриття QRS комплексів матері та плоду у часовій області це призведе до втрати деяких фетальних кардіоциклів.

Висновки

Розглянутий метод виявлення фетальної ЕКГ із абдомінальних сигналів матері на основі вейвлет-аналізу дозволяє усунути дрейф ізолінії, відфільтрувати високочастотні шуми та усунути ЕКГ матері із сумарного сигналу. Показано, що на основі вейвлет-розкладу можна визначити локалізацію *QRS* комплексів плоду, що окрім морфологічного аналізу цих комплексів надає можливість оцінити значення *R-R* інтервалів для аналізу варіабельності ритму серця плоду.

Основні переваги даного приладу:

- немає прив'язки до ОС
- не потребує додаткового апаратного забезпечення
- має можливість налаштування параметрів

- точність обчислення не залежить від температури і зовнішніх чинників
- простота в експлуатації і відсутність калібровки
- можливість візуалізації на звичайному VGA екрані
- невеликий розмір
- висока точність та дешевизна в порівнянні з апаратними аналогами.

Література

1. Sameni R. A Review of Fetal ECG Signal Processing: Issues and Promising Directions/ R. Sameni, G. Clliford// The Open Pacing, Electrophysiology and Therapy Journal.-2010.-Vol. 3.-P.4-20.
2. Mochimaru F. Detecting the Fetal Electrocardiogram by Wavelet Theory-Based Methods/ F. Mochimaru, Y. Fujimoto, Y. Ishikawa//Progress in Biomedical Research.-2002.-Vol.7.-No.3.-P.185-193.
3. Non-Invasive Fetal Electrocardiogram Database. Physionet. Режим доступу: https://physionet.org/physiobank/database/nifecgdb/
4. Смоленцев Н. К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB / Н. К. Смоленцев. – М.: ДМК Пресс, 2005. – 304 с.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Іванушкіна Н.Г.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна.

УДК 621.37

МОДУЛЬ РЕЄСТРАЦІЇ ЕЛЕКТРОКАРДІОГРАМИ

Селезньов І.В.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна
e-mail: ivan.seleznov1@gmail.com

В статті запропоновано схемотехнічне рішення модульного електрокардіографа. Розроблена схема дозволяє поєднувати модуль електрокардіографа з модулями для зняття інших біосигналів. Представлена схема підійде як для клінічних так і для лабораторних досліджень.

In this article the schematics of the modular electrocardiograph is presented. The designed schematics is suitable to combine it with other modules for registering other biosignals. The presented module is suitable either for clinical or research applications.

Ключові слова: *електрокардіограф, електрокардіографічний модуль, AD8232, схемотехнічне рішення, модульна система.*

Keywords: *electrocardiograph, electrcardiographic module, AD8232, schematic solution, modular system.*

Вступ

Багато органів повністю або частково складаються із збудливих клітин. Збудження цих клітин є причиною виникнення електричного поля в організмі, тому дослідження цього поля має велике значення в клінічній і теоретичній медицині. Одним із найважливіших органів у тілі людини є серце, і методом дослідження електричної активності серця є електрокардіограма (далі ЕКГ).

ЕКГ є незамінним у діагностиці порушень ритму і провідності, гіпертрофії, ішемічної хвороби серця. Цей метод дає можливість з великою точністю говорити про локалізацію вогнищевих змін міокарда, їх розповсюдженість, глибину і час появи. ЕКГ дозволяє виявити дистрофічні й склеротичні процеси в міокарді, порушення електролітного обміну, що виникають під впливом різних токсичних речовин. ЕКГ широко використовують для функціонального дослідження серцево-судинної системи. Поєднання електрокардіографічного дослідження з функціональними пробами допомагає виявити приховану коронарну недостатність, перехідні порушення ритму, проводити диференційний діагноз між функціональними та органічними порушеннями роботи серця. Особливо важливим є моніторинг ЕКГ під час оперативних втручань і в післяопераційний період, тому що це дозволяє швидко діагностувати небезпечні для пацієнта порушення в роботі серця і своєчасно провести лікувальні заходи.

При обстеженні кардіологічного хворого результати ЕКГ повинні оцінюватися в комплексі з результатами збору анамнезу, фізіологічного обстеження, ЕхоКГ та рентгенографії.[1][2]

На сьогоднішній день існують багато способів зняти сигнал ЕКГ. На ринку присутні багате

різноманіття приладів, які дозволяють знімати ЕКГ високої точності, що підходять для діагностики різних захворювань. Але майже немає приладів, що одночасно є доступними, достатньо точними та модульними для проведення досліджень у невеликих лабораторіях\студентських колах.

Метою даної статті є описання стурктури та схемотехнічного рішення модуля ЕКГ.

1. Опис електронної частини

Схема електрична принципова модуля ЕКГ наведена на рис. 1.

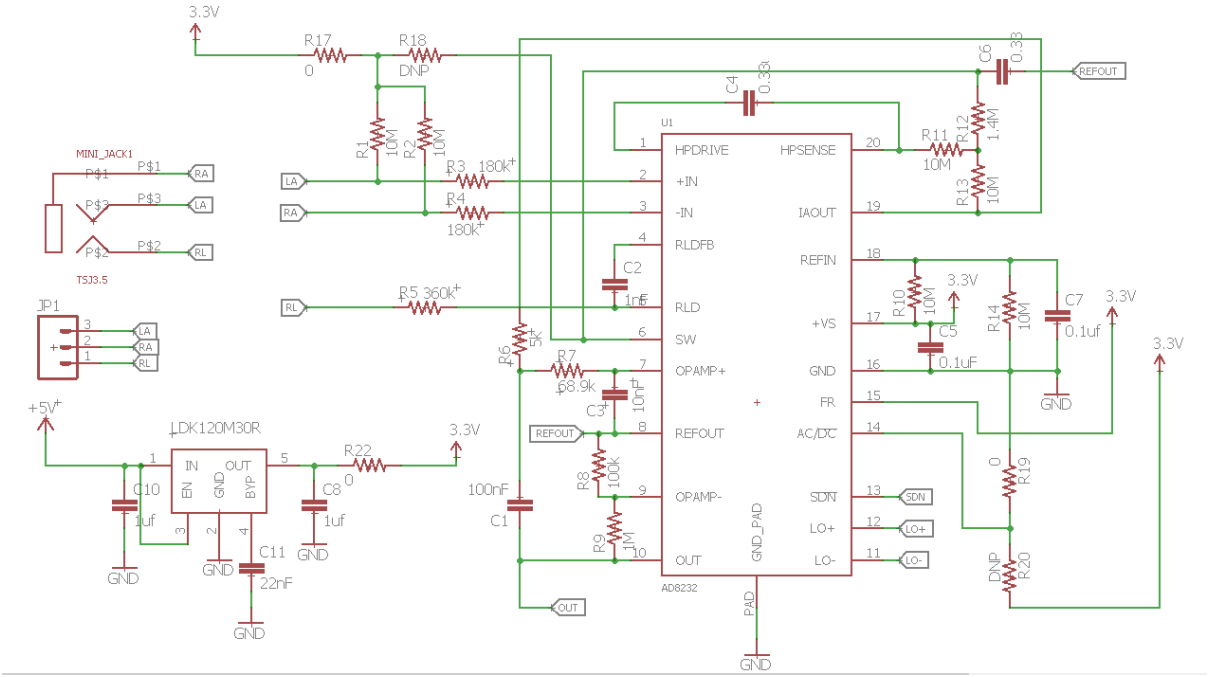


Рис. 1. Електрична принципова схема модуля ЕКГ

Модуль підсилення ЕКГ побудований на мікросхемі AD8232[3], яка являє собою повністю інтегрований у чіп малопотужний front-end підсилювач. Він розроблений спеціально для підсилення та фільтрації як ЕКГ, так і інших низькоамплітудних біосигналів навіть за умови наявності сильних шумів, таких як шум при скороченні м'язів або при віддаленому розміщенні електродів. AD8232 дозволяє реалізувати двуполюсний фільтр високих частот для фільтрації артефактів від руху електродів. Цей фільтр дуже вдало поєднано з архітектурою підсилювача, що дозволяє отримати високий коефіцієнт підсилення та відповідну фільтрацію на одному каскаді, таким чином економлячи місце і кошти.

Конфігурація розробленого монітору створена для того, щоб записувати та аналізувати форму ЕКГ-сигналів. Передбачається, що пацієнт не буде багато рухатися при зніманні сигналу, для того щоб зменшити вплив артефактів, спричинених рухом.

Для того щоб отримати ЕКГ сигнал з мінімальним спотворенням, в конфігурації AD8232 було використано фільтр нижніх частот з частотою зрізу 0.5 Гц. Одразу після цього касаду іде каскад двуполярного фільтра верхніх частот з частотою зрізу 40 Гц. В додаток до фільтру верхніх частот операційний підсилювач сконфігуровано на додаткове підсилення сигналу в 11 разів. Тобто сумарний коефіцієнт підсилення становить 1100.

Для оптимізації роботи схеми, коефіцієнт підсилення можна налаштувати в залежності від

амплітуди вхідного сигналу (яка може варіюватися в залежності від розміщення електрода) та роздільної здатності АЦП, до якого під'єднано схему ЕКГ-модуля.

Всього в запропонованій конфігурації три електроди, що під'єднються до схеми через роз'єм mini-Jack. Перші два – для безпосередненького зняття потенціалів з поверхні шкіри, а третій електрод для оптимального подавлення синфазної складової.

Схемотехнічне рішення розроблено як зовнішній модуль – shield, що може підключатися як до мікроконтролерних платформ Arduino[4], на базі мікроконтролерів AVR ATMega328[5], так і до мікроконтролерних платформ ST Nucleo, на базі мікроконтролерів сімейства STM32F103RB[6].

Перевагами такого рішення є доступність у використанні, оскільки написання коду на платформи Arduino займає значно менше часу і більш доступне більшості дослідників. Використовуючи Arduino можна швидко перейти від безпосереднього написання коду і запису сигналу до аналізу. У випадку якщо дане схемотехнічне рішення планується використовувати у вбудованій системі, то можливе написання коду під STM32F103 для подальшого переносу всього на розроблену плату.

Крім цього існує можливість одночасного використання декількох видів модулів для реєстрації біологічних сигналів (ЕКГ, ЕМГ, ЕЕГ) різних видів дає можливість одночасного дослідження роботи різних органів та корреляцій роботи цих органів в межах поставлених експериментів.

2. Отримані результати

На рис. 2 представлено вихідний сигнал модуля ЕКГ. З графіку видно, що вихідний сигнал дозволяє дослідити майже всі основні комплекси сигналу ЕКГ (P, Q, T комплекси). Хоча і в схемній реалізації даного модуля і використовується драйвер для подавлення синфазної складової, на рисунку видно, що складова 50 Гц і досі присутня у вихідному сигналі. Якість сигналу можна підвищити провівши фільтрацію вихідного сигналу на комп'ютері або реалізувавши фільтрацію на одній з мікроконтролерних платформ.

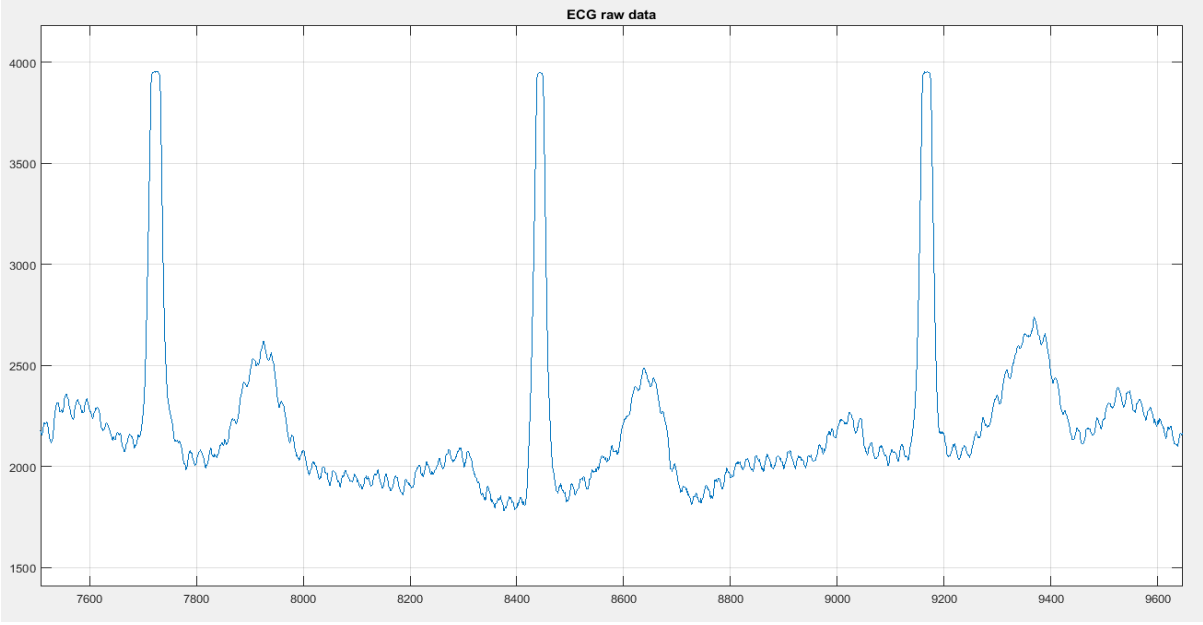


Рис.2. Вихідний сигнал модуля ЕКГ

3. Висновки

В статті було представлено модульний ЕКГ пристрій. Представлений ЕКГ модуль є простим у використанні, а також може використовуватись з іншими модулями (ЕМГ, ЕЕГ та ін.) Для подальшої роботи планується замінити контактні електроди на безконтактні та провести дослідження роботи модуля із використанням безконтактних електродів у динаміці звичайного дня людини.

Литература

1. Орлов В.Н. Руководство по электрокардиографии. — 7-е изд., испр. — М.: ООО «Издательство «Медицинское информационное агентство», 2 0 1 2 .- 560 с.; ил. ISBN 978-5-9986-0070-8
2. Суворов А. В. Клиническая электрокардиография. Нижний Новгород. Изд-во НМИ, 1993. 124 с. Илл. ISBN 5-7032-0029-6
3. Analog Devices.AD8232 Data sheet Rev. B. U.S.A.
4. https://www.arduino.cc/en/Main/Products
5. ATMEL AVR ATmega48A/PA/88A/PA/168A/PA/328/P Datasheet 2015
6. STMicroelectronics. STM32 Nucleo-64 board Data brief Rev 8. Switzerland: ST: 2016

Рекомендовано к публикації: к.т.н., доц. Попов А. О.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна.

УДК 621.3

МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ МАСООБМІНУ В ЕЛЕКТРОПОРОВАНИХ БІОЛОГІЧНИХ ТКАНИНАХ

А.В. Андрусишин
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: andrusishin.av@gmail.com

За допомогою комп'ютерної моделі проведені дослідження процесів дифузії в електропорованій тканині. Показано, що класичне рівняння Кранка може бути успішно застосовано для оцінки ефективного коефіцієнту дифузії в електропорованій тканині. Однак отримані залежності між дифузійним індексом руйнування і ступенем електропорації виявилися суттєво нелінійними. Отримані результати є корисними при оцінці ступеня руйнування електропорованих тканин та можуть бути використані при розробці ефективних адаптивних електропораційних протоколів при використанні електронних пристроїв імпульсної електрообробки.

The diffusion processes in electroporated biological tissue has been investigated using computational model. It was demonstrated that classical Crank's equation can be successfully applied for estimation of effective diffusion coefficient in electroporated tissue. However, the obtained dependencies between diffusion index and index of electroporation were significantly nonlinear. The obtained results are useful for estimation of damage index of electroporated tissues and can be applied for development of the effective adaptive electroporation protocol for electronic devices of pulsed electric field treatment.

Ключові слова: *імпульсне електричне поле, ступінь електропорації, дифузійний індекс руйнування, комп'ютерне моделювання*

Key words: *pulsed electric fields,electroporation index, diffusion damage index, computer simulation.*

Вступ

Новітні електропораційні технології ґрунтуються на використанні високопотужних електронних пристроїв з довжиною електричних імпульсів в діапазоні нано і мікросекунд і електричною напругою декілька десятків кіловольт [1]. Явище електропорації полягає в селективному руйнуванні мембранного бар'єру у клітин і воно знайшло широке застосування в сучасних в біо- і харчових технологіях, а також медицині. Імпульсні електричні поля (ІЕП) вже знаходять індустріальні застосування для супроводження процесів екстракції, сушки, осмотичної і вакуумної дегідратації, заморожування і ряду інших процесів [2, 3]. Застосування ІЕП викликає ініціалізацію процесів пермеабілізації біологічних мембран і дозволяє значно підсилити тепло і масо-обмінні процеси в біологічних тканинах. Однак, ефективне використання електронних ІЕП пристроїв передбачає застосування адаптивних часових протоколів обробки для отримання бажаного ступеня електропорації (руйнування) Z [4]. Для визначення цієї

величини запропоновано ряд методів, які переважно ґрунтуються на припущенні певної залежності (лінійної залежності або залежності, що випливає з наближення ефективного середовища) між Z і певної транспортної характеристики (зокрема, ефективного коефіцієнту дифузії D_e, або електропровідності) [5]. Однак, на даний час це припущення є сумнівним і вимагає ретельної перевірки. Крім того, для визначення ефективного коефіцієнту дифузії в процесах рідинної екстракції або сушки широко застосовується класичне рівняння Кранка [6], застосовність якого для електропорованих тканин, з просторовим розподілом інтактних і електропорованих клітин, є також сумнівним.

Метою даної роботи було вивчення процесів дифузії в електропорованій системі і визначення взаємозв'язку між ступенем руйнування і ефективним коефіцієнта дифузії за допомогою комп'ютерної моделі.

Опис комп'ютерної моделі і деталей обчислень

В роботі проаналізовано процеси дифузії при осмотичній обробці двохвимірної пластинки біологічної тканини на рис. 1. При комп'ютерних розрахунках просторові розміри (x, L_x, L_y) були нормовані на розмір однієї клітини (d_c≈50 μм), концентрації C були нормовані на початкову концентрацію C_o, і коефіцієнти дифузії D були нормовані на коефіцієнт дифузії для електропорованої клітини D^d.

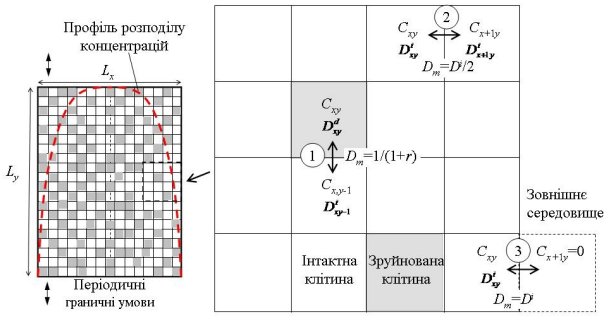


Рис. 1. Модель для вивчення процесів дифузії в електропорованій біологічної тканини. Показано також фрагмент тканини з прикладами масообміну між електропорованою і інтактною клітинами (1), двома інтактними клітинами (2), а також інтактною клітиною і зовнішнім середовищем (3). Всі позначення описані в тексті.

Кожна клітина представлена як комірка квадратної гратки. Структура електропорованої тканини моделювалася випадковим розподілом N_i інтактних і N_d зруйнованих клітин, ступінь електропорації Z визначався як відношення $N_d/(N_d+N_i)$. Загальний розмір гратки складав L_xxL_y. Вздовж вертикального напрямку y застосовувались періодичні граничні умови, вздовж горизонтального напрямку x тканина була оточена середовищем з нульовою концентрацією розчинених речовин (C=0). Початкова концентрація розчинених речовин в кожній комірці C_o (=1) була однакова і вона зменшувалась в процесі осмотичної обробки. Процес дифузії аналізувався з використанням методу Монте Карло (МК). На кожному кроці МК довільним чином вибиралася клітина і один з її чотирьох найближчих сусідів. Взаємний коефіцієнт дифузії D_m, що відповідає

обміну між найближчими сусідами визначався локальними значеннями коефіцієнтів дифузії (тобто D_{xy}) і, наприклад, для ситуацій 1, 2 і 3 на рис. 1 він відповідно визначався як

$$D_m = (1/D_{xy}^d + 1/D_{xy-1}^i)^{-1} = D^d/(1+r) \ , \quad (1.1)$$

$$D_m = D^i/2 \ , \quad (1.2)$$

$$D_m = D^i \ , \quad (1.3)$$

де , $r = D^d/D^i >> 1$, тобто приймалося, що коефіцієнт дифузії для зруйнованих клітин D^d є значно більшим, чим для інтактних D^i, що є у відповідності з наявними експериментальними даними, отриманими при дослідженні процесів рідинної екстракції з біологічних тканин ($r \approx$10-100 [2]). Концентрація речовин в центральній клітині і її сусіді змінювалась з використанням співвідношень:

$$C_{xy} \to C_{xy} - dCD_e \quad (2.1)$$

$$C_{x_n y_n} \to C_{x_n y_n} + dCD_e \quad (2.2)$$

де $dC = C_{xy} - C_{x_n y_n}$ це різниця між концентраціями в сусідніх комірках.

Для комірок поза межами пластинки приймалося C_{xy}=0, що відповідало швидкому відведенню речовини від поверхні пластинки. Один крок по часу в процедурі МК, t_{MC}, відповідав перебору всіх L_xL_y комірок і 4 чотирьох можливих напрямків. Реальний «фізичний» час для одного кроку складав $(d_c L_x)^2/D_d$. Розмір системи складав 128x128, всі результати усереднювались по 10 статистично незалежним розрахункам і обчислювалась середньоквадратична похибка.

Результати і їх обговорення

На рис. 2а представлено приклади розрахованих часових еволюцій відносної концентрації розчинених речовин в пластинці $C(t)/C_o$ (символи).

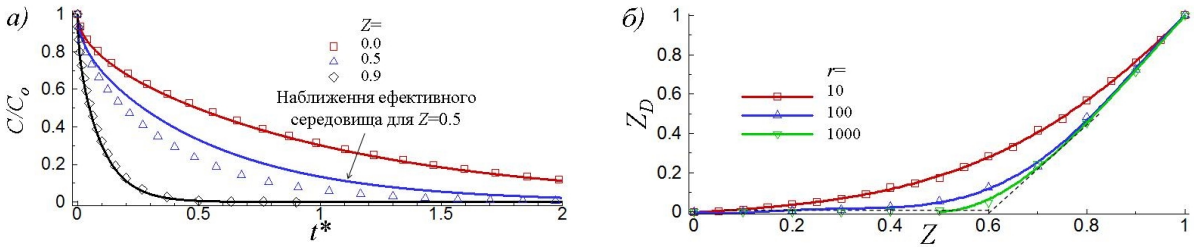


Рис. 2. Приклади часових еволюцій відносної концентрації розчинених речовин в пластинці $C(t)/C_o$ при різних значеннях Z (а) і дифузійного індексу руйнування Z_D при різних значеннях Z (б). Тут $t^* = t_{MC}D^d/L_x^2 = F_o$ це безрозмірний час, що відповідає числу Фур'є [6].

Отримані результати для однорідних тканин (інтактних, Z=0, або повністю електропорованих, Z=1) добре описувались за допомогою класичного рівняння Кранка [6]. Однак, для частково електропорованої системи (наприклад, Z=0.5) застосування відомих

співвідношень для апроксимації ефективного коефіцієнту дифузії не дозволяє адекватно описувати закон еволюції $C(t)/C_o$. Так наприклад, застосування наближення ефективного середовища

$$\frac{1}{D_e}=\frac{Z}{D^d}+\frac{1-Z}{D^i} \qquad (3)$$

не дозволяє адекватно описувати дані розрахунків для Z=0.5 (рис. 2а). Аналогічно, незадовільні результати отримується при використанні лінійного наближення: $D_e=ZD_d+D_i(1-Z)$.

Однак, детальні дослідження при різних значеннях Z і r показали, що рівняння Кранка може бути успішно застосовне для фітування залежностей $C(t)/C_o$ і знаходження ефективного коефіцієнта дифузії D_e високим коефіцієнтом кореляції (ρ^2=0.999) при $r\leq$1000. На рис. 2б представлено приклади залежностей дифузійного індексу руйнування, що визначався як:

$$Z_d=(D^e-D^i)/(D^d-D^i) \qquad (4)$$

від ступеня руйнування Z.

Отримані залежності $Z_d(Z)$ виявилися суттєво нелінійними. При збільшенні r ця нелінійність посилювалась і в певному інтервалі Z ($Z\leq 0.6$) спостерігалося незначне зростання Z_d при підсиленні ступеня електропорації. При великих r (=1000) проявлялася перколяційна поведінка $Z_d(Z)$. Зазначимо, що перколяційний поріг для квадратної гратки в задачі вузлів складає $Z\approx$0.5927 [7]. Таким чином, дифузійний транспорт в електропорованих тканинах контролюється перколяційними явищами і значно прискорюється при подоланні певного перколяційного порогу в ступені руйнування тканин Z_c. Такого ефекту можна досягнути, якщо здійснювати руйнування клітин при їх електропорації і пришвидшити швидкість та ефективність дифузійних процесів. В наступних дослідженнях передбачається також вивчення кореляцій між ефективним коефіцієнтом дифузії і електропровідністю електропорованих тканин.

Висновки

За допомогою комп'ютерної моделі проведені дослідження процесів дифузії в електропорованій тканині. Показано, що класичне рівняння Кранка може бути успішно застосовано для оцінки ефективного коефіцієнта дифузії. Отримані залежності між дифузійним індексом руйнування Z_D і ступенем електропорації Z виявилися суттєво нелінійними і ця не лінійність підсилювалася при збільшення відношення $r=D^d/D^i$. Отримані результати є корисними при оцінці ступеня руйнування електропорованих тканин за допомогою дифузійних методів.

Література

1. Handbook of electroporation / ed. D. Miklavcic. — Springer, 2017.
2. Electrotechnologies for extraction from food plants and biomaterials / ed. E. Vorobiev, N. Lebovka. — Springer, 2008.
3. Lebovka N. Enhancing extraction processes in the food industry / N. Lebovka, F. Chemat, E. Vorobiev. — CRC Press, 2011.

4. Lebovka N. I. Treatment of potato tissue by pulsed electric fields with time-variable strength: theoretical and experimental analysis / N. I. Lebovka, H. Mhemdi, N. Grimi[et al.] // Journal of Food Engineering. — 2014. — Vol. 137. — P. 23–31.
5. Lebovka N. Techniques to detect electroporation in food tissues / N. Lebovka, E. Vorobiev // Handbook of Electroporation / D. Miklavcic. — Springer, 2017. — P. 1–23.
6. Crank J. The mathematics of diffusion / J. Crank. — Oxford university press, 1979.
7. Stauffer D. Introduction to percolation theory / D. Stauffer, A. Aharony. — CRC press, 1994.

Рекомендовано к публікації: доц. Ніколов М. О.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЭ, Київ, Україна

СЕКЦІЯ №5: «КОНСТРУЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ АПАРАТУРИ»

УДК 617.7

ПІДВИЩЕННЯ ІНФОРМАТИВНОСТІ ТА РОЗДІЛЬЧОЇ ЗДАТНОСТІ МЕТОДУ РЕЙТРЕСИНГОВОЇ АБЕРОМЕТРІЇ

Ю.І.Попов
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: yurez434@mail.ru

Розглянуто шляхи підвищення ефективності рейтресингового методу дослідження аберацій людського ока. Для скорочення часу проведення рейтресинга запропоновано застосування схем засвітки лазерних променів на зіниці.

The article discusses ways to improve raytracing aberrometry of the human eye. To reduce the time of raytracing scheme illumination laser beams on the pupil has proposed.

Ключові слова: *аберометрія, рейтрейсинг, схема засвітки***.**

Key words: aberrometry*, raytracing, illumination scheme.*

Вступ

Для вимірювання аберацій ока широкого розповсюдження набули об'єктивні методи, які ґрунтуються на встановленні числових параметрів оптичної системи ока. До їх числа належить метод рейтресингової аберометрії [1]. Згідно цього метода зіниця ока опромінюється вузькими лазерними променями, паралельними оптичній осі. Координати відбитків променів на сітківці, які фіксуються фотокамерою, використовують для синтезу функції "хвильового фронту", за допомогою якої визначають аберації [2].

Для того, щоб однозначно ідентифікувати координату відбитка променя на зіниці та на сітківці, рейтресинг здійснюють послідовно у часі. Інформативність та роздільча здатність методу стримується тим, що сеанс рейтресингової аберометрії не повинен тривати більше 0.25…0.3 с внаслідок рефлекторної акомодації ока на світловий подразник. Крім того, сітківка відбиває не більше 5 % світла, що падає на її поверхню. Зважаючи на те, що потужність лазерного опромінювання, що потрапляє в око, не повинна перевищувати 400 мкВт, для достовірних вимірювань необхідно використовувати швидкісні і високочутливі фотореєстратори.

В роботі розглянуто метод, згідно якого рейтресингове сканування ока проводять групою променів, які залишають відбитки у вигляді геометричних фігур різної форми. Час експозиції кожного променя збільшується пропорційно кількості променів у групі. Їх ідентифікація на сітківці відбувається із застосуванням технології нейронних мереж для розпізнавання образів. Використання методу дозволить підвищити роздільчу здатність та інформативність рейтресингу і знизити вартість аберометрії, оскільки вимоги до якісних характеристик фотореєстратора можуть бути не дуже високими.

Лабораторне моделювання

Для отримання відбитків лазерних променів певної геометричної форми було зібрано експериментальну установку, схема якої зображена на рисунку 1.

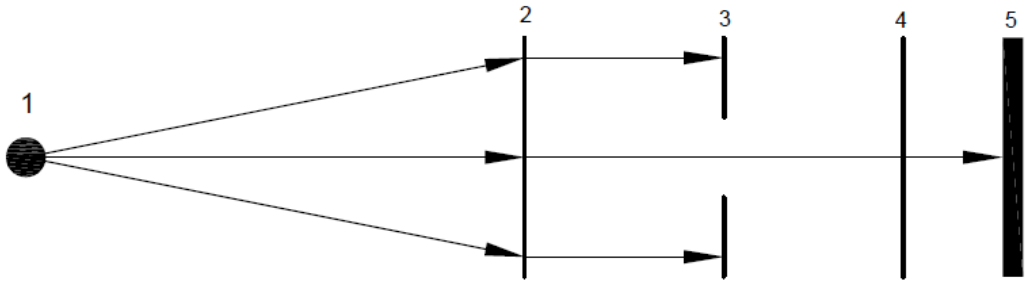


Рис. 1. Експериментальна установка для отримання лазерної плями певної форми (маркера)

Цифрами на рисунку 1 позначено: 1 – джерело лазерного випромінювання (лазерний вказівник); 2 –конденсор; 3 – апертура; 4 – об'єктив; 5 – екран. Конденсор – оптична система, котра збирає розбіжні промені і забезпечує рівномірне освітлення об'єкту проекції. Апертура обмежує світловий потік, який потрапляє на об'єктив. Об'єктив слугує для отримання на екрані збільшеного чіткого зображення предмета [3].

У процесі експерименту було запропоновано геометричні форми маркерів, які зображено на рисунку 2. Дані видбитки було отримано у процесі фіксування зображення на екрані за допомогою фотокамери мобільного телефону HTC Desire 200 з роздільчою здатністю 5 мегапікселів.

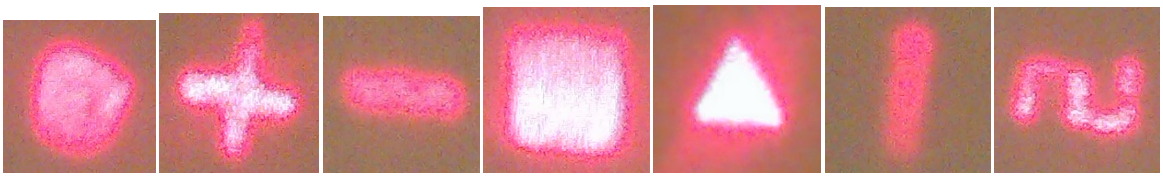


Рис. 2. Форми лазерного променя, отримані в процесі експерименту

Форми лазерного променя (зліва – направо): коло, хрест, горизонтальна лінія, квадрат, трикутник, вертикальна лінія, зигзаг.

Розпізнавання маркерів на сітківці

На основі бази даних new-eye.mdb [4], яка містить реальні виміри координат маркерів на зіниці та на сітківці у 18-ти пацієнтів, отримано відсоток розпізнавання маркерів у певного пацієнта. Робиться припущення, що маркери розподілені на зіниці, як зображено на рисунку 3. При створенні такого розташування бралося до уваги, що бажано, щоб в околі певного маркера не знаходилося маркера того ж типу.

Всі маркери засвічуються одночасно причому на сітківці формуються наступні розташування маркерів (рис. 4), на підставі бази даних new-eye.mdb для 2-х пацієнтів. Як видно з рисунку маркери зливаються, що ускладнює обробку зображення і розпізнавання, а в деяких

випадках навіть робить розпізнавання неможливим. 18 зображень було оброблено нейронною мережею, навченою на маркерах з рисунку 3 [5].

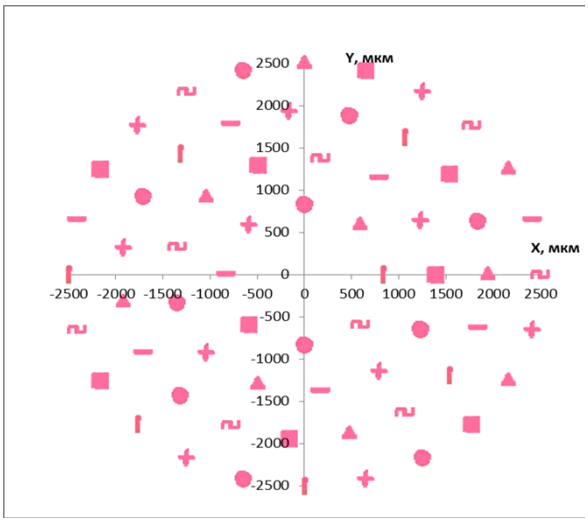
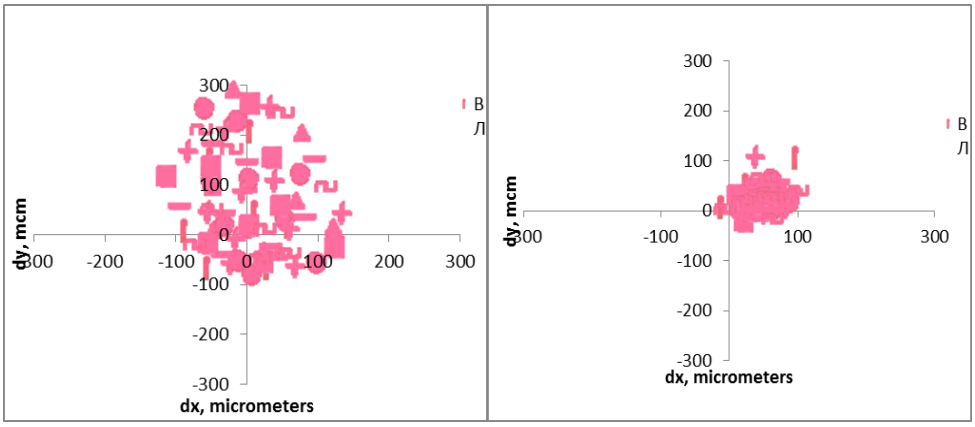


Рис. 3. Розташування маркерів на зіницях пацієнтів

Для рисунку 4, а) кількість правильно розпізнаних маркерів становить 42 з 64, що становить 65.625 %, бо маркери знаходяться на певній відстані і не зливаються. А для рисунку 4, б) всього 2 правильно розпізнаних маркери, що становить 3.125 %, бо маркери злились у одне ціле і неможливо точно визначити форму маркеру.



а) б)

Рис. 4. Зразки з найвищим (а) та найнижчим (б) відсотком розпізнавання.

Отже, якщо одночасно засвічувати всі 64 маркери неможливо досягти великої точності аберометрії, але при такій засвітці час проведення сеансу зондування зменшується у 64 рази у порівнянні з класичним рейтресингом.

Розглянемо детальніше дослід з найгіршим відсотком розпізнавання. Нехай одночасно будуть засвічуватися 2 різні маркери за схемами, зображеними на рисунку 5. На рисунку лініями з'єднано маркери, які засвічуються одночасно. Скільки ліній є на рисунку – стільки й потрібно

провести засвіток. Спочатку засвічується перше коло маркерів, потім друге і т.д. Маркери по можливості треба розташовувати на дальній відстані один від одного.

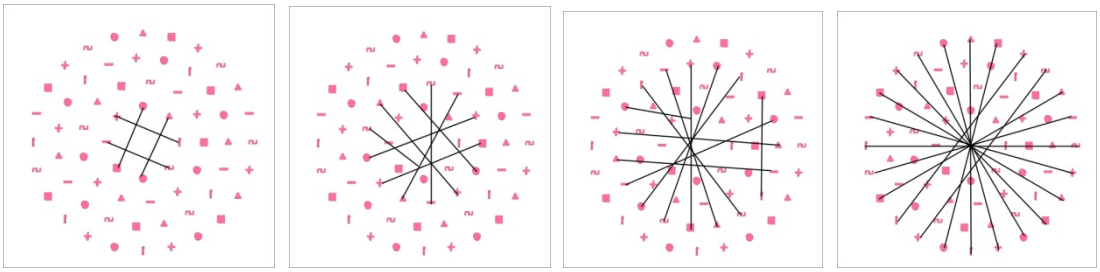


Рис. 5. Схеми засвітки маркерів на зіниці.

У результаті таких засвіток на сітківці формуються зображення, які можна переглянути за посиланням [4]. Аналізуючи дані зображення, можна зробити висновок, що перекриття маркерів майже не відбувалося, а числові дані по розпізнаванню наступні: відсоток розпізнавання 96.875. При цьому час зондування зменшується вдвічі у порівнянні з класичним рейтресингом, бо за одну засвітку проектуються два маркери (у класичному один). Отже метод зондування за певними схемами засвітки дав покращення у часі у два рази.

Висновки

При проведенні лабораторного експерименту було отримано форми лазерних маркерів, які гіпотетично можна використати для проведення рейтресингової аберометрії. При цьому слід застосовувати певні схеми засвітки для запобігання перехрещення маркерів і як наслідок підвищення точності. У результаті: запропоновано певні схеми засвітки по дві точки за за одне опромінення зіниці ока, що суттєво збільшило відсоток розпізнавання з 65.625 до 96.875 і зменшило час рейтресинга у два рази. Все вище сказане підтверджується числовими розрахунками і відомостями з бази даних new-eyes.mdb, а також моделюванням у пакеті математичних досліджень Matlab з залученням програмних компонентів, які оперують з даними згідно технології нейронних мереж.

Література

1. Аберометрія оптичної системи ока людини: моногр. / І.Г. Чиж, Г.С. Тимчик, Т.О. Шиша та ін. К.: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2013. – 292 с.
2. Око людини та офтальмологічні прилади: навч. посіб. / В.М. Сокуренко, Г.С. Тимчик, І.Г. Чиж. – К.: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2009. – 264с.
3. Оптическая схема графопроектора и ее особенности [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: http://www.bestreferat.ru/referat-381243.html
4. База даних new-eyes.mdb та результати досліджень [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: https://github.com/yurez434/raytracing/blob/master/raytacingDevelopment.xlsx
5. Попов Ю. І. Підвищення ефективності рейтрейсингової аберометрії ока / Ю. І. Попов // IX Міжнародна науково–технічна конференція молодих вчених «Електроніка 2016» : зб. статей. – Київ – 2016. – С. 186–189.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Яганов П.О.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 615.47

РОЗРОБКА ПРОГРАМНО-АПАРАТНОГО КОМПЛЕКСУ ДЛЯ РЕЄСТРАЦІЇ ТА АНАЛІЗУ СТАБІЛОГРАММИ ЛЮДИНИ

Б.Ю. Коломієць
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: bogdankolomiec706@gmail.com

Розроблена конструкція однокомпонентної стабілографічної платформи та розширюване програмне забезпечення до неї. Платформа складається з загартованого скла, дерев'яної підставки, чотирьох тензодатчиків тиску, друкованої плати з електронними компонентами та мікроконтроллером і USB-кабеля. Описанаструктурнатапринциповасхемапристрою.

The design of one-component platform and its scalable software is developed. The platform consists of tempered glass, fiberboard plate, four strain gauges pressure, printed circuit board with microcontroller and electronic components and USB-cable. The block diagram and schematics of the device is described.

Ключові слова: *стабілографія, центр тиску, платформа*.

Key words: *stabilography, center of pressure, platform.*

Вступ

Одним з найбільш поширених методів кількісної оцінки здатності людини утримувати баланс тіла є стабілографія. При стабілографических дослідженнях реєструються сили реакції опори, що виникають на окремих ділянках опорної поверхні, на якій стоїть пацієнт. [1]

За виміряними значеннями сили реакції опори можна розрахувати координати проекції центру мас тіла людини на опорну поверхню і зареєструвати як змінюються ці координати з часом протягом виконання певних дій [2]. Різні параметри цих кривих і розраховані на їх основі коефіцієнти широко використовуються в медицині для діагностики стану опорно-рухової і нервової системи, внутрішнього вуха і органів рівноваги [3]. Серед виробників подібних платформ компанія NeuroCom є одним з найбільш активних діячів в сфері стабілографії. Компанія використовує методику під назвою «комп'ютерна динамічна постуграфія» для діагностики та лікування порушень здатності утримувати баланс [4].

Метою даної роботи є розробка стабілографічної платформи, що була б зручною у використанні та простою у розробці, а також більш доступною для використання в лабораторних дослідженнях, ніж існуючі аналоги на ринку цієї сфери, але й мала допустимі метрологічні параметри.

Опис пристрою

Для реалізації була вибрана однокомпонентна стабілографічна платформа з чотирма датчиками тиску, яка реєструє вертикальну проекцію сили реакції опори. Причининою вибору стала простота конструкції та доступність компонентів. В якості основи для платформи (рис. 1) були використані цифрові побутові ваги марки DEXDBS-309. Зверху ваги покриті міцним загартованим склом. У документації до ваг зазначено, що максимальна вага, яку вони витримують - 180 кг. Ваги мають квадратну форму, довжина між датчиками кожної із сторін складає 22,5 см. Отже, активна площа реєстрації сигналу - 506,25 см^2 [5].

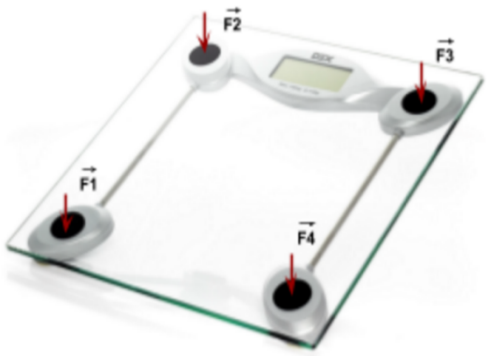


Рис.1. Розташування датчиків тиску у стабілографічній платформі.

Вся електронна частина була розміщена знизу, під склом. З метою збільшення місця для електронної частини було вирішено збільшити відстань між підлогою та нижньою поверхнею скла, тому між основою датчиків та склом була додатково розташована дерев'яна підставка, яка була вирізана з матеріалу ДВП на фрезерному станку.

Реєстрація сигналу з кожного з чотирьох каналів проходить в послідовності, яка показана на структурній схемі (Рис.2).

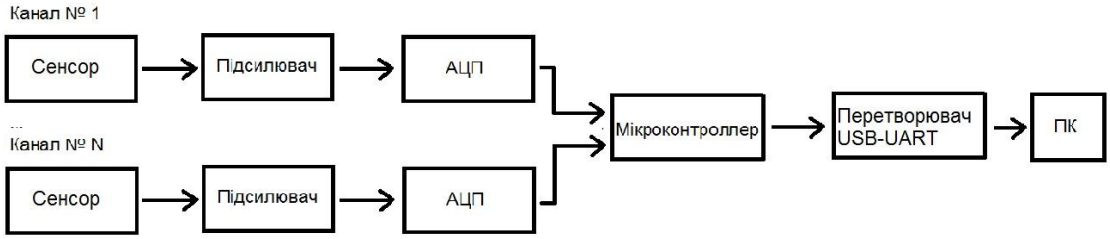


Рис. 2. Структурна схема пристрою.

В якості схеми реєстрації аналогового сигналу з тензодатчика був вибраний міст Уітстона. Особливістю цієї схеми є те, що вона компенсує "паразитні" падіння напруги, які виникають, наприклад, внаслідок нагрівання елементів "моста", а використання концепції диференціальних вимірів дає можливість використати більший діапазон напруги Vin (рис.3). Це збільшує точність, адже потім сигнал напруги Vg подається на диференціальний операційний підсилювач та на АЦП [6].

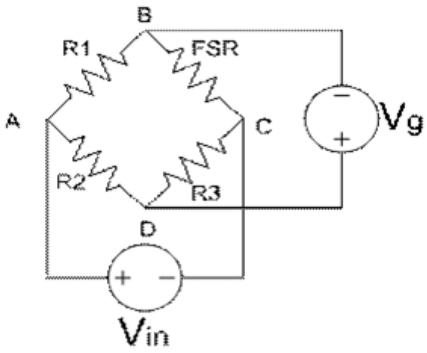


Рис. 3. Схема вимірювального моста Уітстона та фомула розрахунку вихідної напруги.

Номінали опорів моста підбираються таким чином, щоб виконувалась рівність (1).

$$\frac{Rfsr}{R3} = \frac{R1}{R2} \quad (1)$$

$$Vg = \frac{R1*R2 - Rg*R2}{R1 + Rg + R2 + R3} * Vin \quad (2)$$

Якщо рівність (1) виконується, то Vg = 0(В). Якщо опір Rfsr змінюється, то виникає сигнал напруги. Для більш точного налаштування точки балансу моста, у плече з врівноважуючими резисторами R111 та R113 був послідовно поставлений потенціометр R112 (рис.4) [7].

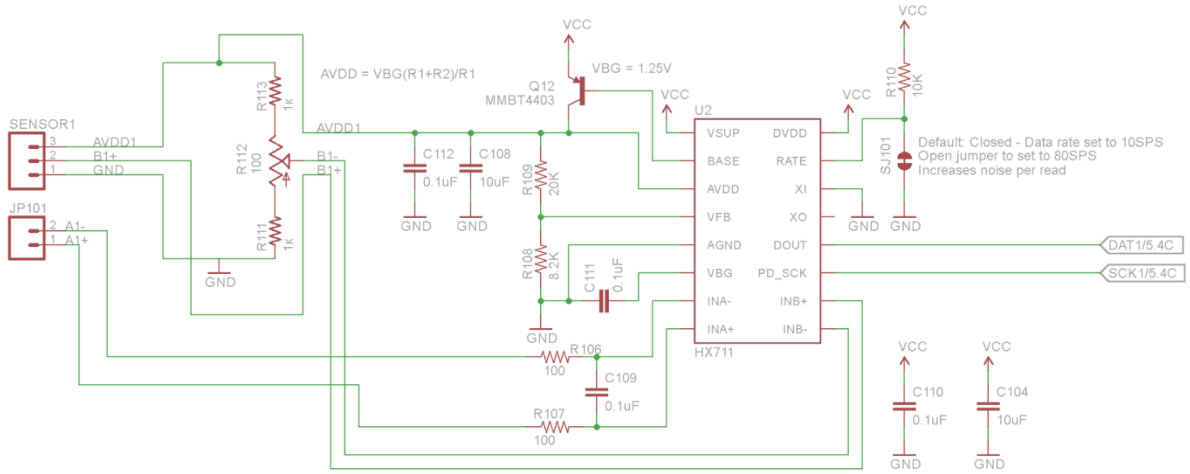


Рис. 4. Принципова електрична схема одного з каналів реєстрації сигналу пристрою.

В якості АЦП та підсилювача було вибрано модуль HX711. Коефіцієнт підсилення був вибраний рівним 32. Частота дискретизації АЦП вихідного сигналу була вибрана 10 Гц. Режим роботи - диференціальний. Роздільна здатність АЦП - 24 біти. Оцифровані дані передаються на мікроконтроллер через послідовний інтерфейс, що представляє собою гібрид протоколів SPI та I2C [7].

Первинна калібровка

Цифрові сигнали з кожного із чотирьох датчиків зчитуються з частотою 10 Гц мікроконтроллером ArduinoNano, де виконується їх первинна обробка. Після обробки АЦП аналоговий сигнал перетворюється на число в діапазоні від до $-(2^{24}-1)/2$ до $(2^{24}-1)/2$. Для того, щоб співставити, якій вазі відповідає це число, виконується первинна калібровка, під час якої визначається масштабний коефіцієнт і зміщення. Спочатку визначається зміщення - значення АЦП без ваги (v_0). Потім, датчик навантажується певною відомою вагою (W_{known}) і розраховується значення масштабного коефіцієнта k за формулою (3):

$$k = \frac{v - v0}{Wknown}, \text{ де v - значення АЦП при навантажені відомою вагою} \quad (3)$$

Через перетворювач USB-UART оброблений цифровий сигнал передається на

персональний комп'ютер, де у програмі написаній в програмному середовищі MATLAB відбувається подальша обробка, візуалізація та аналіз сигналів.

Метрологічна оцінка

Для кількісної оцінки здатності платформи реєструвати сигнал, були проведені два експерименти:

1. Запис сигналу без навантаження.
2. Запис сигналу зі статичним рівномірно-розподіленим навантаженням гирями вагою 42 кг.

Було розраховане середнє квадратичне відхилення (std) для кожного з чотирьох каналів (табл. 1).

Таблиця 1. Результати експериментів.

№ експерименту	Канал № 1	Канал № 2	Канал № 3	Канал № 4
Експеримент 1	1.421 гр.	1.961 гр.	27.520 гр.	7.653 гр.
Експеримент 2	2.853 гр.	6.702 гр.	33.780 гр.	8.459 гр.

З таблиці результатів можна зробити висновок, що кожен з каналів має різне середнєквадратичне відхилення і його значення збільшується при збільшенні ваги на вантаження.

Висновки

Була розроблена та сконструйована система реєстрації та обробки стабілограмми людини. Програмна частина є розширюваною і дозволяє додавати окремі модулі аналізу стабілографічних сигналів. Розроблена конструкція має всі функції, що необхідні для дослідження стабілограмми людини в експериментальних умовах.

Література

1. Гурфинкель В.С., Коц Я.М., Шик М.Л. "Регуляция позы человека". — М.: Наука, 1965. — 256 с.
2. Mochizuki L., Duarte M., Amadio A.C., Zatsiorsky V.M., Latash M.L. "Changes in postural sway and its fractions in conditions of postural instability different postural control mechanisms"// J. Appl. Biomech. — 2006. — V. 22. — P. 51-60.
3. Тяжелов А.А., Кизилова Н.Н., Фищенко В.А., Яремин С.Ю., Карпинский М.Ю., Карпинская Е.Д. "Анализ стабилограмм на основе математической модели тела человека как многозменной системы". // журнал "Травма",13 том, номер 4, 2012 г., ст.: 17-25.
4. NeuroCom SMART EquiTest System description http://www.natus.com/documents/015368A_SMART_EquiTest_EN-US_lo-res.pdf
5. Основні характеристики ваг DEXDBS-309

http://bt.rozetka.com.ua/dex-dbs-309-romantic/p108153/

6. Байда Л. И., Добротворский Н. С., Душин Е. М. и др. “Электрические измерения. Учебник для вузов”. — Ленинград «Энергия» — 1980. – С. 190-195.
7. 24-Bit Analog-to-Digital Converter (ADC) for Weigh Scales Datasheet
8. Nicholas P. Linthorne. “Analysis of standing vertical jumps using a force platform”. American Journal of Physics 2001.том 69, номер 11, СТ 1198–1204

Рекомендовано до публікації: доцент, кандидат технічних наук Попов А. О.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна.

УДК 621.3

МОДЕЛЬ ДЛЯ ОЦІНКИ ІНТЕГРАЛЬНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ НЕІНВАЗИВНИХ НЕЙРОІНТЕРФЕЙСІВ

Т.А. Ходнєв
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна, e-mail: thodnev@mail.ru

В роботі запропоновано модель для визначення інтегральної ефективності неінвазивних нейроінтерфейсів на основі модифікованого методу комплексної оцінки. Можливість застосування моделі показано на прикладі розрахунку інтегральної ефективності найрозповсюдженіших сучасних нейроінтерфейсів. Запропонована модель може бути використана для встановлення міри впливу параметрів нейроінтерфейсу на його ефективність при розробці нових неінвазивних нейроінтерфейсів або при модифікації вже існуючих.

In this paper an integral efficiency evaluation model for non-invasive brain-computer interfaces (BCIs) based on modified complex comprehensive assessment method is proposed. Possibility of model usage is shown on example of the integral efficiency evaluation for most widely-used modern BCIs. Proposed model could be used to estimate the influence of BCI's parameters on its efficiency for construction of new non-invasive BCIs or for modification of already existing ones.

Ключові слова: *неінвазивний нейроінтерфейс, ефективність, модель оцінки***.**

Key words: *non-invasive BCI, neural interface, efficiency, evaluation model.*

Вступ

Задача чисельної оцінки інтегральної ефективності нейроінтерфейсів та порівняння їх між собою ускладнена тим, що значна доля параметрів їх ефективності носить суб'єктивний характер та виражається словесно, а міра вкладу в інтегральну ефективність відрізняється в залежності від конкретного параметру.

Метою роботи є побудова моделі для визначення інтегральної ефективності неінвазивних нейроінтерфейсів в чисельному вигляді на основі модифікованого методу комплексної оцінки [1] та з застосуванням експертних оцінок. Формалізація процесу оцінювання ефективності неінвазивних нейроінтерфейсів становить новизну роботи.

Запропонована модель може бути використана для оцінки інтегральної ефективності вже існуючих нейроінтерфейсів та для прогнозування очікуваної ефективності неінвазивних нейроінтерфейсів, що проектуються.

Модель оцінки ефективності

В основу запропонованої моделі покладено метод оцінювання інтегральної ефективності нейроінтерфейсів на визначеному наборі параметрів з використанням модифікованого методу комплексної оцінки [1]. Такий підхід дозволяє врахувати існуючі технологічні та інші обмеження

параметрів ефективності в неявному вигляді, не вдаючись в подробиці втілення кожного окремого нейроінтерфейсу.

Визначимо набір параметрів, що впливають на ефективність нейроінтерфейсу. Такими параметрами можуть бути: кількість електродів, частота дискретизації, розрядність АЦП, час автономної роботи, вага, зручність, простота застосування, відсоток правильного розпізнавання мислительних образів, кількість задаваних команд, портативність тощо. Набір параметрів може бути розширений або звужений, в залежності від технологічних особливостей конкретних нейроінтерфейсів та областей їх застосування. Інтегральну ефективність нейроінтерфейсу пропонується визначати як результат оцінки комплексного впливу визначеного набору параметрів з врахуванням вагових коефіцієнтів їхнього впливу. Таким чином, вхідними даними для моделювання є таблиця значень параметрів ефективності, в рядках якої зазначаються порівнювані нейроінтерфейси, а в стовпцях – значення відповідних параметрів ефективності. Значення параметрів ефективності можуть бути виражені в межах кожного стовпця таблиці або чисельно, або словесно.

На наступному етапі словесно вираженим значенням параметрів ефективності співставляються чисельні значення за шкалою оцінювання. Результатом є матриця числових параметрів. Шкала оцінювання розробляється експертом. В більшості випадків, коли словесні значення параметрів ефективності представлені термами типу «дуже низька», «низька», «середня», «висока», «дуже висока» тощо, адекватним є застосування лінійної шкали перетворення. За лінійною шкалою, кожне числове значення параметру ефективності розраховується як (М-1), де М – номер словесного значення з групи допустимих значень параметру ефективності, взятих за зростанням.

Після цього параметри з попередньо отриманої матриці числових параметрів необхідно перетворити в оцінки за нормованою (оцінки в межах від 0 до 1) або псевдонормованою (оцінки в межах від 0 до 1 при недосягненні параметром заздалегідь заданого значення) шкалою. Для розрахунку використовуються наступні формули з теорії порівняльного аналізу [1].

- *Максимізуюча оцінка*. Використовується, якщо необхідно якомога більше значення параметру. Причому принаймні одна оцінка для стовпця таблиці матиме максимальне значення (рівне 1). Розраховується за формулою:

$$r'_{i,j} = \frac{r_{i,j}}{\max_j(r_{i,j})} \quad (1)$$

де $r'_{i,j}$ – значення нормованої оцінки; $r_{i,j}$ – значення параметру; i – індекс рядка таблиці параметрів; j – індекс стовпця таблиці параметрів.

- *Рівномірна максимізуюча оцінка.* Аналогічна простій максимізуючій оцінці, але результуючі значення оцінок будуть лежати у діапазоні від 0 до 1 включно (принаймні одна оцінка матиме значення 0 та одна – значення 1). Розраховується за формулою:

$$r'_{i,j} = \frac{r_{i,j} - \min_j(r_{i,j})}{\max_j(r_{i,j}) - \min_j(r_{i,j})} \quad (2)$$

- *Доповнююча максимізуюча оцінка.* Аналогічна простій максимізуючій оцінці, але передбачає, що принаймні одна оцінка для стовпця таблиці буде рівна 0. Використання

даного типу оцінки передбачає, що значення, які відповідають максимально можливій оцінці (тобто 1) можуть існувати, але не представлені даними таблиці. Розраховується за формулою:

$$r'_{i,j} = 1 - \frac{\min_j(r_{i,j})}{r_{i,j}} \quad (3)$$

– *Мінімізуюча оцінка.* Застосовується, якщо для інтегральної оцінки необхідно якомога менше значення параметру. Причому принаймні одна оцінка для стовпця таблиці матиме мінімальне значення (рівне 0). Розраховується за формулою:

$$r'_{i,j} = \frac{\min_j(r_{i,j})}{r_{i,j}} \quad (4)$$

– *Рівномірна мінімізуюча оцінка.* Аналогічна простій мінімізуючій оцінці, але результуючі значення оцінок будуть лежати у діапазоні від 0 до 1 включно (принаймні одна оцінка матиме значення 0 та одна – значення 1). Розраховується за формулою:

$$r'_{i,j} = \frac{\max_j(r_{i,j}) - r_{i,j}}{\max_j(r_{i,j}) - \min_j(r_{i,j})} \quad (5)$$

– *Доповнююча мінімізуюча оцінка.* Аналогічна простій мінімізуючій оцінці, але передбачає, що принаймні одна оцінка для стовпця таблиці буде рівна 0. Даний тип оцінки передбачає, що значення максимально можливої оцінки (тобто 1) можуть існувати, але не представлені даними таблиці. Розраховується за формулою:

$$r'_{i,j} = 1 - \frac{r_{i,j}}{\max_j(r_{i,j})} \quad (6)$$

Вибір формули оцінки для конкретного параметру залежить від діапазону його значень та від необхідності мінімізації чи максимізації значення параметру. Параметри ефективності впливають на інтегральну ефективність по-різному, врахувати міру їхнього впливу можна з використанням вагових коефіцієнтів. Вагові коефіцієнти для кожного з параметрів ефективності визначаються за результатами експертних оцінок. Для визначення інтегральної ефективності кожного з нейроінтерфейсів використаємо формулу [1]:

$$R_i = \frac{\sum_{j=1}^{N} r'_{i,j} \cdot k_j}{\sum_{j=1}^{N} k_j} \quad (7)$$

де R_i – інтегральна оцінка ефективності *i*-го нейроінтерфейсу (від 0 до 1); $r'_{i,j}$ – значення нормованої оцінки *j*-го параметру *i*-го нейроінтерфейсу; k_j – ваговий коефіцієнт *j*-го параметру; N – кількість нейроінтерфейсів у вхідній таблиці.

Для перевірки адекватності запропонованої моделі було відібрано такі нейроінтерфейси [2]: MindWave, BrainLink, Neural Impulse Actuator, Muse, Emotiv Insight, BioRadio, g.TEC IntendiX, Нейробелт, Emotiv EPOC, OpenBCI. Для зазначених нейроінтерфейсів в процесі розрахунку використовувалися наступні параметри ефективності та вагові коефіцієнти: кількість електродів (k_j = 15), частота дискретизації (k_j = 12), розрядність АЦП (k_j = 10), час автономної роботи (k_j = 12), вага (k_j = 6), зручність (k_j = 14), простота застосування (k_j = 9), відсоток правильного розпізнавання мислительних образів (k_j = 17), кількість задаваних команд (k_j = 17), портативність

(k_j = 10), гнучкість інтерфейсу розробника (k_j = 3). Вагові коефіцієнти було визначено, виходячи з експертних оцінок впливу конкретних параметрів на ефективність нейроінтерфейсів [3]. Перші п'ять параметрів ефективності з зазначених мали початкове чисельне представлення (значення взяті з технічних характеристик відповідних нейроінтерфейсів). Інші параметри було представлено словесними термами, виходячи з експертних оцінок та відгуків користувачів [2, 3]. Їх приведено до чисельного вигляду за лінійною шкалою. Результуючі значення інтегральних ефективностей представлено у вигляді гістограми (рис. 1).

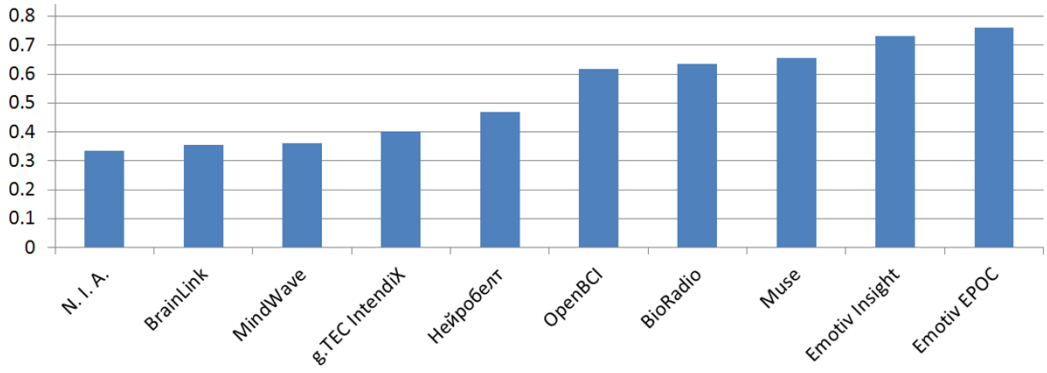


Рис. 1. Гістограма інтегральної ефективності нейроінтерфейсів

З результатів розрахунку з використанням запропонованої моделі видно, що найбільш ефективними серед порівнюваних нейроінтерфейсів виявилися Emotiv Insight та Emotiv Epoc (значення інтегральної ефективності складають 0.73 та 0.76 відповідно); найменш ефективним виявився нейроінтерфейс Neural Impulse Actuator (інтегральна ефективність рівна 0.33).

Висновки

В роботі запропоновано модель для оцінки інтегральної ефективності неінвазивних нейроінтерфейсів на основі модифікованого методу комплексної оцінки. Модель використано для встановлення інтегральних оцінок ефективності найбільш розповсюджених сучасних нейроінтерфейсів. Наведені результати моделювання підтверджують адекватність моделі.

Запропонована модель може бути використана для оцінки інтегральної ефективності вже існуючих нейроінтерфейсів та для прогнозування очікуваної ефективності неінвазивних нейроінтерфейсів, що проектуються. За необхідності модель може бути уточнена з врахуванням характерних особливостей конкретних неінвазивних нейроінтерфейсів та зі збільшенням достовірності експертних оцінок.

Література

1. Гудков П.А. Методы сравнительного анализа. Учеб. пособие. – Пенза, 2008 – 81 с.
2. Нейроинтерфейсы для людей (2003-2016). Купить или разработать самому? // HabraHabr [Електронний ресурс] URL: https://habrahabr.ru/company/neuronspace/blog/262357
3. N. Chu. Brain-Computer Interface Technology and Development: The emergence of imprecise brainwave headsets in the commercial world // IEEE Consumer Electronics Magazine. – 2015.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Кучернюк П.В.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 004.7

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДЛЯ ОПТИМІЗАЦІЇ РОЗМІЩЕННЯ ТОЧОК ДОСТУПУ ТЕХНОЛОГІЇ WI-FI

О.В. Кулак
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: a.kulak@ukr.net

Запропонована математична модель для вирішення задачі оптимального розміщення точок доступу технології Wi-Fi по критерію мінімальної вартості при наявності обмежень по кількості користувачів, якості обслуговування користувачів та технічних обмежень на розміщення точок доступу з урахуванням частотних діапазонів роботи. Для розширення області застосування моделі враховано втрати сигналу при його поширенні.

A mathematical model for solving the problem of optimal placement of access points, Wi-Fi technology on the criterion of minimum value in the presence of restrictions on the number of users, for users and technical restrictions on the placement of access points on the basis of frequency bands. To expand the application of model accounted for signal loss in its distribution.

Ключові слова: *бездротові мережі, оптимізація, задача розміщення*

Key words: *wireless network, optimization, task allocation*

Вступ

При проектуванні бездротових широкосмугових мереж передачі даних виникає великий перелік взаємопов'язаних завдань, рішення яких є необхідною умовою для забезпечення повноцінного функціонування мережі [1]. Це, перш за все, технічні обмеження обладнання в різних діапазонах його роботи та необхідність забезпечення якості обслуговування користувачів.

Метою роботи є побудова математичної моделі, яка ще на етапі попереднього планування мережі дозволяє вирішити задачу оптимального розміщення wi-fi точок доступу по критерію мінімальної вартості при наявності ряду обмежень.

Задача оптимального розміщення точок доступу технології Wi-Fi

Розглянемо задачу оптимального розміщення точок доступу при створенні мереж фіксованого широкосмугового бездротового доступу. Постановка задачі формулюється наступним чином: на заданій території необхідно розмістити точки доступу технології Wi-Fi і підключити до них абонентів таким чином, щоб при мінімальній кількості точок доступу забезпечити підключення вказаної кількості абонентів з забезпеченням відповідної якості послуг. При цьому необхідно враховувати технічні обмеження при роботі точок доступу в різних діапазонах.

На етапі аналізу вихідних даних при проектуванні мережі необхідно враховувати потенціальних користувачів майбутньої мережі та спектр необхідних їм послуг. Це дозволяє визначити наступні параметри: координати місцезнаходження та кількість майбутніх абонентів; приблизну полосу пропускання, яка задовольняє потреби користувачів; умови поширення сигналу в радіоканалі.

Для мереж стандарту Wi-Fi вибір обладнання та його розміщення залежить від приблизної кількості можливих користувачів та місць кандидатів, де можна розмістити точки доступу. Таким чином, для встановлення точок доступу, як мінімум, стають відомі такі параметри [1]:

- приблизна кількість користувачів, їх тип і послуги, якими вони будуть користуватися, що дозволяє провести оцінку навантаження на точку доступу;
- відстань від місця кандидата на розміщення до пристрою користувача.

Для формалізації задачі та побудови математичної моделі введемо такі позначення і змінні:

m – число місць кандидатів на розташування точок доступу з відомими координатами, m = $\overline{1, M}$;

n – кількість типів точок доступу, n = $\overline{1, N}$;

k – число користувачів з заданими координатами, k = $\overline{1, K}$;

b_n – продуктивність точки доступу n-го типу, Мб/с;

c_n – вартість точки доступу n-го типу;

b_k – достатня полоса пропускання для k-го користувача, Мб/с;

r_n – точка доступу, що працює в діапазоні 2.4 ГГц;

l_n – точка доступу, що працює в діапазоні 5 ГГц.

Нехай вектор $\{X_{mn}\}$ визначає факт підключення точки доступу n типу до m місця кандидата. Тоді:

$$X_{mn} = \begin{cases} 1, \text{якщо точка доступу } n - \text{ого типу розміщена на } m \text{ місці} \\ 0, \text{якщо інакше} \end{cases}$$

Нехай вектор $\{Y_{km}\}$ визначає факт підключення k клієнта до точки доступу на m місці. Тоді:

$$Y_{km} = \begin{cases} 1, \text{якщо } k \text{ користувач підключений до } m \text{ місця} \\ 0, \text{якщо інакше} \end{cases}$$

Формалізуємо обмеження, що виникли при постановці задачі.

1. На кожному з місць кандидатів необхідно розмістити не більше однієї точки доступу:

$$\sum_{n=1} X_{mn} \le 1 \quad (1)$$

2. Кожен користувач повинен бути підключений лише до однієї точки доступу:

$$\sum_{m=1} Y_{km} = 1 \quad (2)$$

3. Забезпечення якості обслуговування. Для користувача якість обслуговування можна представити у вигляді взаємозалежності між заявленою швидкістю та фактичною швидкістю підключення до мережі.

Вимоги до якості обслуговування визначимо наступним обмеженням: - сумарний трафік всіх клієнтів, підключених до точки доступу n-го типу, розміщеної на m місці, не повинен перевищувати значення продуктивності точки доступу:

$$\sum_{n=1} b_n X_{mn} \geq \sum_{k=1} b_k Y_{km} \tag{3}$$

4. Технічне обмеження для встановлюваних точок доступу щодо перекриття частотних каналів. Для точок доступу, що працюють в діапазоні 2.4 ГГц, можна використовувати всього 3 частотних канали по 20 МГц, що не перекриваються [2]. В діапазоні 5 ГГц таких каналів 21 [3].

Наведені обмеження на кількість каналів будуть мати такий вигляд:

$$\sum_{n=1} r_n X_{mn} \leq 3 \tag{4}$$

$$\sum_{n=1} l_n X_{mn} \leq 21 \tag{5}$$

Для вирішення поставленої задачі оптимізації сформулюємо цільову функцію в наступному виді:

$$\Phi = \sum_{m,n} c_{mn} X_{mn} \tag{6}$$

c_{mn}- вартість установки n точки доступу на m місці.

В результаті задача пошуку оптимального рішення зводиться до знаходження мінімального значення цільової функції, яке відповідає мінімальній кількості точок доступу, що забезпечують покриття необхідної території, при таких обмеженнях:

$$\begin{cases} \sum_{n=1} X_{mn} \leq 1 \\ \sum_{m=1} Y_{km} = 1 \\ \sum_{n=1} b_n X_{mn} \geq \sum_{k=1} b_k Y_{km} \\ \sum_{n=1} r_n X_{mn} \leq 3 \\ \sum_{n=1} l_n X_{mn} \leq 21 \end{cases} \tag{7}$$

Таким чином, вирішення задачі оптимального розміщення зводиться до того, щоб з множини місць кандидатів на розміщення точок доступу вибрати деяку підмножину, яка забезпечує підключення всіх користувачів з забезпеченням визначеної якості обслуговування при мінімальній сумарній вартості такої мережі.

Для адаптації запропонованої математичної моделі до реальних умов розгортання бездротової мережі необхідно враховувати втрати сигналу при його поширенні в радіоканалі. Найчастіше, в моделях поширення радіосигналів враховують такі параметри як: втрати при

поширенні (включаючи затінення), зміна затримки при багатопроменевості, характеристика загасання, ефект Доплера, внутрішньоканальна і міжканальна інтерференція [3], які, у свою чергу, залежать від місцевості (відкрита або в межах приміщення), щільності дерев, щільності стін, швидкості вітру, пори року і. т. і. Усі наведені параметри враховані у емпіричній моделі ITU-R 1238 [4], яка рекомендована міжнародним союзом електрозв'язку.

Емпірична модель втрат ITU-R 1238 має такий вигляд:

$$L = 20logf + Nlogd + L_f(n) - 28 \quad (8)$$

де, L – рівень сигналу з врахуванням втрат при поширенні в радіоканалі;

d - відстань в метрах між точкою доступу і пристроєм користувача (d> 1 м);

f - частота в мегагерцах;

N - коефіцієнт втрати потужності сигналу з відстанню;

n - кількість перешкод (стін) між приймачем і передавачем;

$L_f(n)$ - параметр втрати потужності сигналу при проходженні через перешкоди. Даний коефіцієнт визначається емпірично і залежить від кількості пройдених перешкод [4].

Для врахування втрат сигналу при поширенні в радіоканалі модифікуємо цільову функцію (6):

$$\Phi = \sum_{m,n} c_{mn} X_{mn} + \sum_{k,m} \frac{1}{g_{km}} Y_{km} \quad (9)$$

де, g_{km} (0,01<g_{km}≤1) - коефіцієнт, що враховує умови поширення сигналу в радіоканалі між k клієнтом і точкою доступу, розміщеної на m місці кандидаті. Значення коефіцієнта g_{km} може бути скориговане за результатами експерименту. Використана зворотна залежність впливу коефіцієнту g_{km} на цільову функцію дозволяє зберегти її розмірність. Для отриманої множини значень втрат при поширенні, розрахованих за формулою (8), необхідно визначити коефіцієнти g_{km}: мінімальному значенню втрат при поширенні L_{min} відповідатиме значення коефіцієнта g_{km}, яке дорівнює одиниці; максимальному можливому рівню втрат при поширенні L_{max} відповідатиме значення коефіцієнта g_{km}, що прагне до нуля. Математична модель (9) може бути вирішена: методом повного перебору, методом гілок та меж, та генетичним алгоритмом. Вибір оптимального методу вирішення є предметом подальших досліджень.

Висновки

Для вирішення задачі оптимального розміщення точок доступу технології Wi-Fi за критерієм мінімальної вартості реалізації мережі доступу запропонована математична модель, яка враховує ряд обмежень на кількість користувачів, якість обслуговування користувачів та технічні обмеження на розміщення точок доступу з урахуванням частотних діапазонів роботи. Для адаптації запропонованої математичної моделі до реальних умов її доповнено емпіричною моделлю втрат при поширенні радіосигналу. Точність моделі втрат може бути збільшена шляхом корекції емпіричних коефіцієнтів за результатами експериментальних досліджень розповсюдження радіосигналів в конкретних зонах розгортання мережі.

Література

1. Гепко И.А, Олейник В.Ф., Чайка Ю.Д., Бондаренко А.В. Современные беспроводные сети и перспективы развития. – К.: «ЕКМО», 2009. — 672 с.
2. Сайко В.Г., Казіміренко В.Я., Літвінов Ю.М. Мережі бездротового широкосмугового доступу. – К.: ДУТ, 2015 — 196 с.
3. Wi-Life [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: http://wi-life.ru/texnologii/wi-fi/wi-fi-standarty.
4. ITU-R P.1238-7 Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and the radio local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz. Geneva: ITU-R Recommendations, 2001.

Рекомендовано до публікації: .т.н., доц. Кучернюк П.В.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 621.395.345.5

АПРОКСИМАЦІЙНА МОДЕЛЬ ВАРІАЦІЙ ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ ЯКОСТІ VOIP-ЗВ'ЯЗКУУ ЧАСІ

В.В. Таран

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна,e-mail:taran.vlad93@gmail.com

В даній статті описаний підхід до побудови моделі поведінки якості VoIP-зв'язкуна основі апроксимаціїваріацій статистичних данихпараметрівуспішності вихідних викликів (ASR)та середньої їх тривалості (ACD).Результати моделювання можуть бути використані длясвоєчасного відслідковування стану зв'язку та розвантаження мережного обладнання.

Theapproach to design quality behavior of VoIP-communication based on statistic parameters ofAnswerSeizureRatioand AverageCallDurationmodelhave been described.Simulation results may be used for tracking state of communications in time and calculation optimization of network equipment.

Ключові слова:*ASR, ACD, CDR, апроксимація, MATLAB,Excel*.

Keywords: *ASR, ACD, CDR, approximation,MATLAB,Excel*.

Вступ

Для IP-телефонії однією з основних задач надання якісного зв'язку є визначення оптимального маршруту виклику, метрика якого визначається вартістю розмов (в алгоритмах динамічної маршрутизації за низькою вартістю), або основнимистатистичними параметрами якості VoIP-зв'язку – ASR (*AnswerSeizureRatio – відношення кількості успішних викликів до загального числа наборів номерів в заданому напрямку у відсотках*) та ACD (*AverageCallDuration – середня тривалість виклику в заданому напрямку в секундах*), які періодично оновлюються(в алгоритмах динамічної маршрутизації з урахуванням якості)[1]. Також на даний момент існують підходи до встановлення маршрутів, які враховують як вартість, так і якість зв'язку на заданих напрямах [2].

Якщо під час маршрутизації викликів, де ключовою є лише вартість зв'язку, якістюнехтують, то у випадках її врахування виникає необхідність нелишеоцінки основних параметрів якості (ASRта ACD) на вибраних маршрутах, а і своєчасного перемикання на більш оптимальний маршрут.Ведення статистики змін даних параметрів дозволяє відстежувати відповідність реального стану зв'язку до обіцяного користувачам, а також визначати проміжки часу, коли спостерігалося падіння якості цифрового зв'язку з подальшим виявленням причин. Проблемою проведень статистичнихоцінокякості зв'язку є значне навантаження на мережне обладнання через необхідність виконання періодичних проміжних обчислень для наявних маршрутів.Метою даної роботи є побудова апроксимаційних залежностей поведінки основних

параметрів якості VoIP-зв'язку від періодів навантаження на мережу для оптимізації вибору маршруту.

Підхід до побудовиапроксимаційної моделіексперименту

Стандартна практика для загальної оцінки маршрутів (M_i) та їх порівняння між собою використовує усереднені параметри якостіASRта ACD на основі інформації про вихідні дзвінки(V_j) за достатньо тривалий проміжок часу(ΔT):

$$\{M_i(ASR(V_j \ldots V_{j+\Delta T}), ACD(V_j \ldots V_{j+\Delta T}), PRICE)\} | V_j(ans, \Delta t) \quad (1)$$

де *i*– номер маршруту,*j*– номер виклику, *PRICE* – оголошена вартість зв'язку по напряму, *ans (answered)* – прапор успішності виклику,Δt– тривалість розмови (тарифіковані секунди).

Значення ASRта ACDзазвичай надаються провайдерами, що обслуговують дані маршрути, або розраховуються самими компаніями, що надають послуги цифрового зв'язку.Вихідними даними дотаких розрахунків є службовізаписиз файлу даних обліку викликів – CDR (CallDetailRecord), де міститься дата та час ініційованих викликів, успішність встановлення зв'язку (контролюється службовим прапором та кодами помилок встановлення), а також тривалість розмови у секундах (може використовуватися спеціальне поле білінгових секунд, якщо компанія не тарифікує початкові інтервали розмови, доки повністю не встановиться зв'язок).

Як правило, через усереднення параметрів на тривалих часових діапазонах,динаміку та суттєве падіння якості на наявних маршрутах відслідковувати неможливо, тому вибраний маршрут не завжди буде оптимальним.Длямоніторингу короткочасних варіацій пропонується розбиттявибраних тривалих часових діапазонів на множину обмежених інтервалів *n*, на яких розраховуватимуться окремі значення ASRта ACD. Задача такого розбиття випливає з необхідності постійних оцінок якості кількох маршрутів на один кінцевий вузол (аналог роботи динамічної маршрутизації). Таким чином, для більш детального аналізу якості кожного наявного маршруту та прийняття рішень в динамічному режимі, необхідно постійно розраховувати основні параметри якості цифрового зв'язку на коротких проміжках (позначимо їх як ASR*та ACD*). В результаті кожний маршрут за вибраний період описуватиметься статистичними масивами значень (ASR^*_nта ACD^*_n). Суттєвим недоліком даного підходу є постійні апаратурні затрати на виконання громіздких періодичнихобчислень перевірки стану якості на всіх маршрутах (поточних та резервних) внаслідок роботи з базами даних, розрахунками значень,редагуваннямтаблиць маршрутизації.Для розвантаження апаратури такі обчислення доцільно проводити лише у періоди суттєвого погіршення зв'язку та на основі отриманих даних приймати відповідні рішення.

Часові інтервали моментів погіршення зв'язку на основних маршрутах можна отримати шляхом статистичного аналізу поведінки якості вибірок параметрів ASR*та ACD*. Тривалістьзбору статистики та інтервали відстеження для досліджень вибираються з практичних міркувань (робочий день, повна доба, тощо).Маючи систематичні періоди погіршення зв'язкуна конкретних часових проміжкахможна побудувати апроксимаційну модель та отримати математичний опис залежності варіацій якості зв'язку від часу.Аналізуючи таку

модель можна визначати оптимальний період перевірки якості зв'язку на основних та резервних маршрутах. За необхідності процедуру збору статистики можна повторювати, зменшуючи інтервали відстеження та будувати точніші апроксимаційні моделі.

Основними апроксимаційними функціями для побудови математичних моделей є лінійна, логарифмічна, степенева, експоненціальна та поліноміальна [3]. При виборі апроксимуючої функції, необхідно враховувати фізичний зміст залежності, що буде характеризувати адекватність та точність результатів не лише на розглянутих діапазонах, а і за його межами[4, 5].Варіації параметрів якості VoIP-зв'язку у часі характеризуються множиною кривих із точками максимумів та мінімумів.Враховуючи цю особливість, залежності статистичних параметрів ASR* та ACD* від часу доцільно апроксимувати поліномами.

Дослідимо можливість апроксимації поліномом 4-го порядку:

$$f(t) = at^4 + bt^3 + ct^2 + dt + e = 0 \quad (2)$$

де a, b, c, d, e – вільні коефіцієнти, t – час.

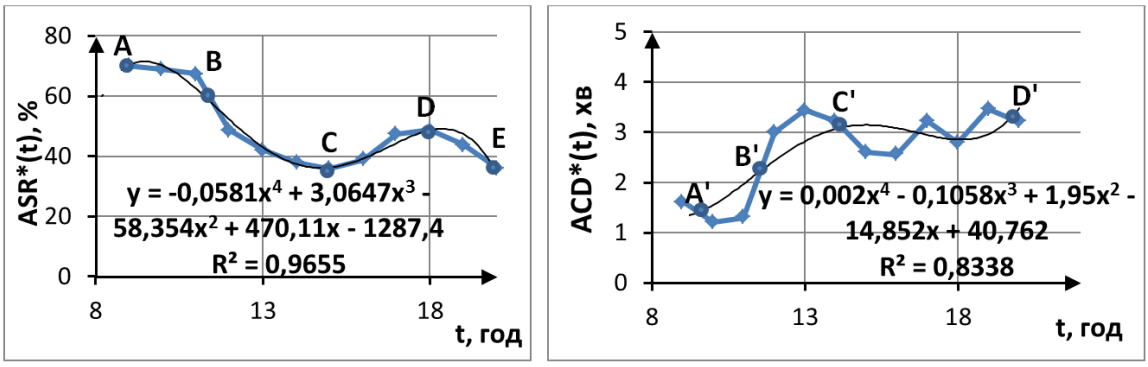
Для розрахунку коефіцієнтів поліному використовуються пакети прикладних програмдля проведення чисельного аналізу, які володіють достатнім функціоналом.

Результати обчислювальних експериментів

Для побудови апроксимаційної моделі розглянемо напрям між двома філіалами компанії, яка користується послугами VoIP-зв'язку (маршрутизація відбувається по одному напрямку). Часовий проміжок, на якому зібрано статистику складає 12 годин (з 8-ї до 20-ї години). За допомогою пакету прикладних програм для проведеннярозрахунківта програмування MATLAB розраховано масиви погодинної динаміки параметрів ASR* та ACD*.

Дляпобудови графіківваріацій ASR* та ACD* у часіта розрахунку коефіцієнтів апроксимаційного поліному використано вбудовані засоби пакетуMSExcel, які володіють достатнім функціоналом для такого аналізу.

На рисунку 1 представлено результати моделювання. Вісь абсцис характеризує години часового проміжку, на якому розраховано параметри якості, а вісь ординат – числові значення цих параметрів (у відсотках для ASR* та у хвилинах для ACD*). Також на графіках приведені рівняння поліномів ($f(t)$) та ступінь наближення апроксимації до реальних даних (R^2).



а *б*

Рис. 1. Апроксимація варіацій параметрів якості: *а* – ASR*(t)протягом 12 годин, *б* – ACD*(t)протягом 12 годин

Аналізуючи результати експерименту за рисунком 1а,можна виділити такі характеристичні області: висока успішність вихідних викликів – від 60%(A-B), спад успішності вихідних викликів (B-C), середній показник на рівні 40-50% (C-E);

Для рисунку 1б виділено області середньої тривалість розмов близько 1,5 хвилини (A'-B'), ріст показника середньої тривалості розмов (B'-C'), середня тривалість розмов близько 3 хвилин (C'-D').

Результати обчислювального експериментупоказують, що необхідно детально перевіряти якість на часових проміжках, які відповідають кривійB-E (рисунок 1а). Також доцільно зменшити інтервали оцінок якості в околах точок C таE.

Висновки

В роботі запропоновано підхід до побудови моделі поведінки якості VoIP-зв'язку на основі апроксимації варіацій статистичних даних основних параметрів. Дана модель буде використовуватися для відстеженняпадіння якості зв'язку, щоб мати можливість прогнозувати конкретний час та інтервал розрахунку нових значень ASRта ACD на основному та резервнихмаршрутах.Це сприяє своєчасному вибору оптимального маршруту встановлення вихідних викликів.

Апроксимація поліномом 4-го порядку залежності ASR*(t) проведена з задовільною точністю. Вибір апроксимуючої функції для кривої, яка описує залежність ACD*(t) може являтися предметом подальших досліджень.

Литература

1. Бондаренко В.М., Бондаренко Н.О. Розширення функціональності CALL-центру за рахунок інтегрованого додатку IP-телефонії // Проблеми інформатизації та управління: Зб. наукових праць. – 2010. – Вип. 1(29). – С. 20–23.
2. Таран В.В. АЛГОРИТМІЗАЦІЯ ВИБОРУ ОПТИМАЛЬНОГО МАРШРУТУ ВИКЛИКУ В IP-ТЕЛЕФОНІЇ//Зб. статей 9-ї міжнародної науково-технічної конференції молодих вчених «Електроніка-2016». – К: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2016. – С. 235-238.
3. Уокенбах Дж. Диаграммы в Excel.: Пер. с англ. – М.: Издательскийдом «Вильямс», 2003. – 448 с.
4. ВоробьевА. Аппроксимация в Excel. Електронний ресурс]– Режим доступу:http://al-vo.ru/spravochnik-excel/approksimaciya-v-excel.html.Датадоступу: 21.03.17.
5. Бурнаев Е. В., Приходько П. В. Методология построения суррогатных моделей для аппроксимации пространственно неоднородных функций. [Електронний ресурс]– Режим доступу:https://mipt.ru/upload/medialibrary/91f/122-132.pdf– Датадоступу: 21.03.17.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Бондаренко В.М.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 004.2

ОЦІНКА ГЕНЕРАТОРІВ ТЕСТОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ ВБУДОВАНИХ АРХІТЕКТУР ДЛЯ САМОТЕСТУВАННЯ МІКРОСХЕМНОЇ ЛОГІКИ

Т. І. Дуліб'яник
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: MC_DT@ukr.net

Розглянуто, проаналізовано та оцінено генератори тестових послідовностей вбудованих архітектур (типу STUMPS) для самотестування мікросхемної логіки. Представлена класифікація та наведені приклади кожного із класів цих генераторів з коротким поясненням функціонування. Проведене порівняння зі зважуванням недоліків та переваг.

This article contains short overview, analysis and estimation of test pattern generators for built-in self-test architectures (STUMPS-like). Also there are classification and examples of each class of this generators with short description of theirs functioning. Comparison with weighting of advantages and drawbacks is also done.

Ключові слова: *тестові архітектури, генератори тестових послідовностей, оцінка площі.*

Key words: *test architecture, test pattern generator, area estimation.*

Вступ

Через не ідеальні умови виробництва кремнієвих мікросхем, є вірогідність того, що випущений пристрій буде бракованим. Зі збільшенням величини та складності цифрових схем все важливішим стає їх тестування, оскільки із ростом схеми росте й шанс появи дефекту. Тестування таких пристроїв, відповідно, теж складнішає та стає довшим. Щоб скоротити час тестування на кристалі, разом із основним пристроєм, почали будувати і тестувальні схеми. Це дало змогу перевіряючому пристрою працювати на частоті основного приладу, а також мати прямий доступ до внутрішніх ресурсів розробки. Таке рішення має позитивний вплив на час тестування, проте вимагає збільшення кількості апаратних ресурсів, і, як наслідок, збільшує площу кристалу IC. Обидва ці параметри мають прямий вплив на вартість тестування. Зважаючи на це доцільним стає пошук оптимального, у фінансовому плані, рішення, щодо вибору генератора, котрий є одним із ключових елементів у вбудованих архітектурах для самтестування.

У статті проведено аналіз ефективності генераторів тестових послідовностей, що використовуються у архітектурах для перевірки логіки (logic built-in self-test - LBIST) типу STUMPS (self-test using MISR and parallel SRSG - shift register sequence generator) на дефекти "застрягання" (stuck-at fault), котрі являють собою розриви сполучних доріжок, їх замикання і. т. п. . Показником ефективності взято величину додаткової площі кристала, яку потребує система тестування.

Короткий огляд STUMPS архітектури

Ключовими блоками STUMPS архітектури є паралельний генератор тестових послідовностей (shift register sequence generator — SRSG), аналізатор вихідних даних (output response analyzer — ORA), керуючий блок та сама схема, що тестується (Рис. 1).

Тестування у STUMPS архітектурі поділяється на декілька фаз. Спочатку тестові дані завантажуються у тестові ланцюги (scan chains) котрі будуються на тригерах схеми. Потім один такт схема функціонує у нормальному режимі, при цьому дані з кожного із ланцюгів, проходячи через комбінаційну логіку, записуються у вихідні тригери, котрі теж є частиною ланцюгів. Далі отримані дані вивантажуються, а на їх місце завантажуються нові.

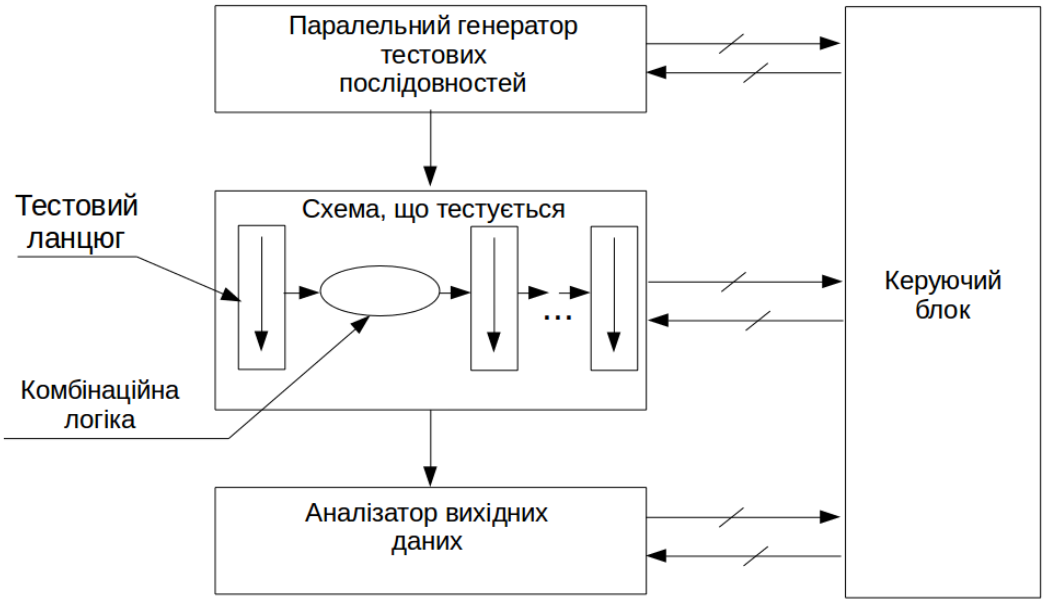


Рис. 1. Схема STUMPS-архітектури

Генератори тестових послідовностей

Розрізняють детерміновані та псевдовипадкові генератори тестових даних. Перші являють собою пам'ять заповнену тестовими зразками та пристрій для завантаження цих зразків у схему. Псевдовипадкові генератори самі створюють послідовності і потребують значно менше апаратних ресурсів. Їх недоліком є неможливість виявлення стійких до псевдовипадкових зразків дефектів (pseudo-random resistant faults), через те що останні, для свого знаходження, потребують складних послідовностей котрі не можуть бути створеними простими псевдовипадковими генераторами. Можливим є утворення гібридних тестових генераторів шляхом поєднання обох вищеописаних типів.

Генератори, в основному, є зацикленими. Тобто після створення всіх можливих тестових зразків вони починають цей процес знову. Проблема повторення тестових даних називається лінійною залежністю (linear dependency). Проте, для завантажувальних архітектур є шанс, що тестові зразки закінчаться під час завантаження, і цей канал буде заповнений частиною нових даних та частиною даних, що уже використовувались. Проте у такій ситуацій, ці старі дані, будуть зміщені по фазі, і можуть виявити нові дефекти. Тому можливим є використання

зациклення генераторів. Щоб визначити кількість зациклень генератора до повторення фази, потрібно проаналізувати кількість зразків, що залишаються після усіх можливих повних завантажень каналів за один цикл. Потім скоротити число, що означає довжину каналу та цю остачу на всі спільні дільники. Значення, що залишиться на місці довжини каналу буде рівне кількості циклів до повторення фази.

Лічильник

Лічильник розрядності N може згенерувати 2^N різних тестових зразків. Недоліком такого генератора є те, що найстарший біт перемикатиметься лише один раз за весь час тестування, в той час як наймолодший кожен такт.

Зсувний регістр із лінійним зворотнім зв'язком

Зсувний регістр із лінійним зворотнім зв'язком (linear feedback shift register або LFSR) є одним із найбільш використовуваних генераторів тестових зразків. Він реалізує поліноміальне ділення (і тому нульовий стан для нього є забороненим), а його вихідні дані, являють собою псевдо-випадкові (pseudo-random) послідовності. Існує два типи цих регістрів: із внутрішнім (internal) (рис. 2а) та зовнішнім (external) (рис. 2б) зворотнім зв'язком. Розрізняють їх за розміщенням елементів виключного або. Перевага для регістра із зовнішнім зв'язком, у плані побудови, полягає у тому, що його легко можна зробити із простого зсувного регістра, додавши мультиплексор на вхід нульового тригера. Для пристрою із внутрішнім зв'язком плюсом служить те, що максимальна затримка для нього рівна лишень затримці одного елемента виключного або, на відміну від його відповідника з зовнішнім зв'язком (для нього затримка рівна затримці елемента виключного або помноженого на їх кількість).

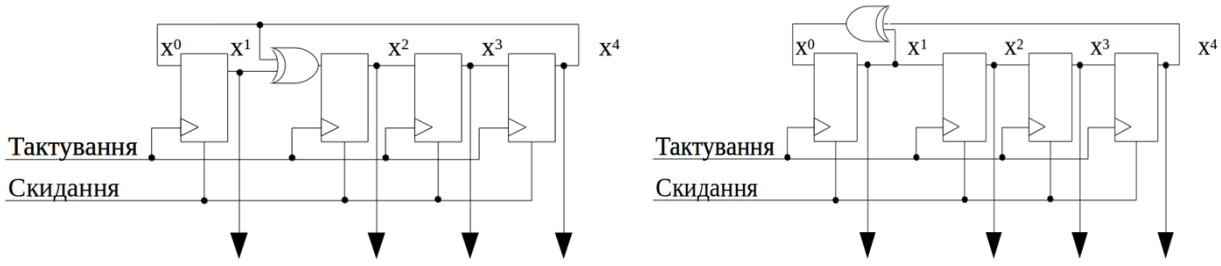


Рис. 2. Зсувні регістри із внутрішнім (а) та зовнішнім (б) лінійними зворотніми зв'язками відповідно. Поліном: $P(x) = x^4 + x + 1$.

Розміщення елементів виключного або, відносно тригерів, визначається за допомогою характеристичного поліному (characteristic polynomial). Кожен ненульовий коефіцієнт цього поліному представляє елемент виключного або у ланцюгу зворотнього зв'язку (винятками є елементи x^n (де n — порядок поліному та розрядність регістра) та x^0 (у поліномах позначають як 1) котрі є завжди ненульовими проте не представляють собою елементів виключного або). Поліном котрий забезпечує послідовність максимальної довжини називається кореневим поліномом (primitive polynomial).

Клітинний автомат

Клітинний автомат або КА (cellular automata або CA) — це пристрій базований на деякій періодичній решітці та правилах переходу. Його структура дозволяє формувати різну кількість вимірів. У вбудованих архітектурах доцільно використовувати одновимірний клітинний автомат. Подібність до зсувного регістра із лінійним зворотнім зв'язком полягає у тому, що КА також генерує псевдовипадкову послідовність, проте у нього немає структурних залежностей (крім випадку нульової граничної умови описаної нижче).

Структурна залежність — це зв'язність у послідовностях пов'язана із реалізацією генератора. Вона добре проявляється у зсувного регістра із зовнішнім лінійним зворотнім зв'язком, оскільки нове значення виникає тільки у наймолодшому біті, а всі інші лише повторюють його. Така проблема є й у зсувного регістра із внутрішнім лінійним зворотнім зв'язком, проте менша, оскільки у ньому нові значення з'являються у декількох місцях (на виходах тригерів з елементами “виключного або”). Проблема, котру спричиняють структурні залежності, полягає у тому, що по каналах ідуть однакові значення із деяким зміщенням, що робить неможливим виявлення деяких дефектів.

Найпоширенішими правилами для побудови КА у вбудованих архітектурах є 90-е (рис. 3а) та 150-е (рис. 3б). Імена правил отримані із десяткового представлення бінарного коду згенерованого для наступного стану тригера як результат його теперішнього стану (x_i) та теперішнього стану його найближчих сусідів: x_{i-1} та x_{i+1}. Логічний пристрій для генерації наступного стану може бути отриманим із карти Карно для $x_i(t+1)$ відносно $x_{i-1}(t)$, $x_i(t)$ та $x_{i+1}(t)$.

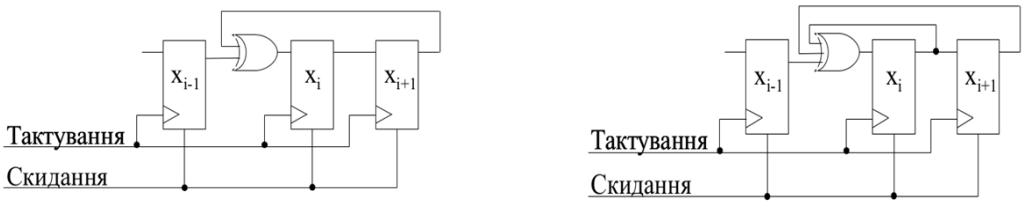


Рис. 3. Апаратна реалізація 90-го (а) та 150-го (б) правил відповідно.

Для крайніх тригерів, у клітинного автомата, виникає проблема пов'язана із нестачею одного із сусідів. Цю ситуацію можна вирішити двома способами. Перший полягає у тому, що кінцевий автомат представляють як замкнутий простір (КА із циклічною граничною умовою (cyclic boundary condition)). У такому випадку крайні тригери стають сусідніми. Інший спосіб представляє сусідів крайніх тригерів постійними нульовими значеннями (КА із нульовою граничною умовою (null boundary condition)). Використовуючи такий спосіб, економиться кількість елементів виключного або, проте виникає проблема пов'язана із структурною залежністю у крайніх бітах.

Оцінка кількості використаних апаратних ресурсів

Вибір розрядності генератора залежить від кількості тестів котрі повинні бути згенерованими та величини (яка характеризується кількістю тригерів) розроблюваного пристрою. Зважаючи на це, площі генераторів доцільно порівнювати за допомогою питомої

площі одного біта генератора. Для об'єктивності експерименту було синтезовано декілька варіантів кожного із типів генераторів із різною розрядністю та розрахована загальна питома площа одного біта. Синтез виконувався у із допомогою програмного засобу Encounter RTL Compiler фірми Cadence із використанням 15-нанометрової технології представленої бібліотекою "NanGate 15nm Open Cell library". Отримані результати наведені на рисунку 4.

Принцип побудови кожного із пристроїв описаний у відповідних розділах статті. Для кожного із генераторів обрано реалізацію із максимальною довжиною послідовності. Вибір поліномів для зсувного регістру із лінійним зворотнім зв'язком та розміщення правил для клітинного автомату детально описані у джерелі 2 із списку літератури.

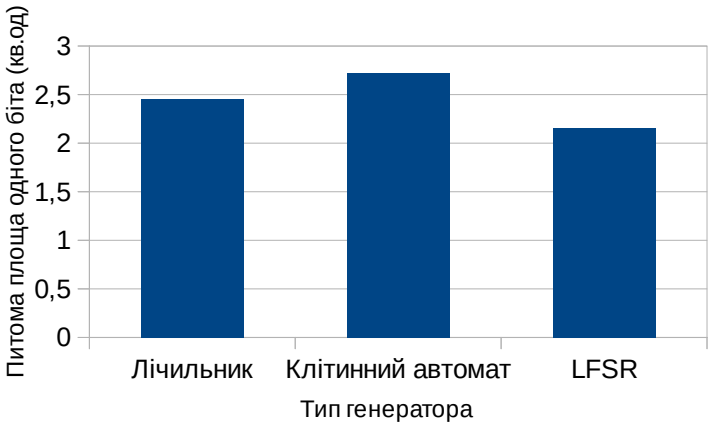


Рис. 4. Оцінка площі на кристалі розглянутих тестових генераторів.

Висновки

Генератори тестових послідовностей є ключовою частиною вбудованих архітектур для самотестування мікросхемної логіки, оскільки саме вони створюють тестові зразки, з допомогою яких виявляється наявність дефектів у мікросхемах. Зсувний регістр із лінійним зворотнім зв'язком та клітинний автомат показують високий рівень якості згенерованих тестів попри малу затратність на свою реалізацію. Клітинний автомат є дещо більш ресурсомістким проте його перевагою є відсутність проблеми структурної залежності, котра притаманна зсувному регістру із лінійним зворотнім зв'язком (особливо реалізації із зовнішнім зворотним зв'язком).

Література

1. Laung-Terng Wang, Charles E. Stroud, Nur A. Touba. System-on-Chip Test Architectures: Nanometer Design for Testability (Systems on Silicon) – 2007
2. M. Tahori. Test Digital System II. Lecture 7: Built-in Self Test (III) – 2010.
3. Збірник статей "IX Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених електроніка-2016" - 2016.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Корнєв В.П.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

СЕКЦІЯ №6: «МІКРО- ТА НАНОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК004.67

СПЕКТРАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НА ОСНОВІ РІДКОЗЕМЕЛЬНИХ НАНОЛЮМІНОФОРІВ ДЛЯ СОНЯЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Д.В. Котов, Д. В.Дідиченко
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: kakbydima@gmail.com, denis-didichenko@ukr.net.

В даній роботі було отримано червоні нанолюмінофори методом однорідного осадження на основі карбаміду. Наночастинки були покриті оболонкою оксиду кремнію різної товщини та впроваджені у плівку EBA. Були отримані залежності фотолюмінісценції та прозорості плівки від типу наночастинок та їх кількості.

In this work red nanophosphors were prepared by ureabased homogeneous precipitation. Nanoparticles were covered by silica shell with different thickness and incorporated inside EVA film. Photoluminescence and transparency dependences of the films with different types and amount of nanoparticles were provided.

Ключові слова: *нанолюмінофори, спектральні перетворювачі, Y_2O_3, ядро/оболонка, карбамід, метод Стобера.*

Key words: *nanophosphors, spectral convertors, Y_2O_3, core/shell, urea, Stober method.*

Вступ

Використовуючи перетворення спектра для сонячних елементів, наприклад за механізмом даун-конверсії, можна отримати потенційне збільшення інтенсивності падаючого світла на 32% [1]. Іони рідкоземельних елементів характеризуються розгалуженою і добре розрізненою структурою енергетичних рівнів, що було продемонстровано на так званій енергетичній діаграмі Діека [2]. Люмінофор Y_2O_3, легований Eu (Y_2O_3:Eu), є добре відомим червоним люмінофором (випромінювання близько 613 нм) [3]. У Y_2O_3:Eu, легованого вісмутом, на довжині хвилі 350 нм енергія поглинається іонами Bi^{3+} і передається до іонів Eu^{3+} за допомогою нерадіаційного процесу, що призводить до ще одного піку емісії, але вже на довжині хвилі 350 нм [4].

У якості матеріалу носія можна використовувати полімер EBA, який наразі використовується як інкапсулянт для сонячних модулів. Таке рішення матиме позитивний вплив на наступні механізми втрат: 1) поглинання EBA плівкою буде знижено, так як у короткохвильовому діапазоні фотони будуть проходити на більш короткі відстані в полімері перед тим, як будуть поглинені люмінофорами; 2) поглинання та відбиття анти-відбиваючого покриття буде також зменшене, так як в результаті зміщення падаючого випромінювання в червоний спектр, такий спектр буде краще відповідати властивостям цього шару; 3) рекомбінація на передній поверхні сонячного елементу буде знижена, тому що випромінювані

фотони з більшою довжиною хвилі, більш імовірно, будуть поглинені глибше у середину сонячного елемента [5].

Нанокристалічні зразки показують низьку інтенсивність люмінесценції порівняно з об'ємним матеріалом. Проблема полягає в тому, що основний вплив на властивості наночастинок походить від поверхневих дефектів, таких як поглинуті домішки та спотворення решітки [6]. Щоб зменшити їх вплив, були застосовані наночастинки із структурою ядро/оболонка.

В даній роботі досліджуються оптичні і фотолюмінісцентні властивості даун-конверсійних шарів на основі ЕВА плівки з наночастинками Y_2O_3:Eu,Bi в залежності від розміру оболонки SiO_2, а також кількості наночастинок всередині ЕВА плівки.

Експериментальна частина

Для приготування наночастинок Y_2O_3: Eu, Bi використовувався метод однорідного осадження на основі карбаміду [7]. Вхідні реагенти: гексагідрат нітрат ітрію 1,75 г, гексагідрат нітрат європію 0,15 г, карбамід 30,03г і 0,03 г пентагідрат нітрат вісмуту (III). Нітрат ітрію, нітрат європію і карбамід розчиняли в 500 мл дистильованої води при перемішуванні протягом 1 год за кімнатної температури, щоб отримати водний розчин. Протягом перемішування, суміш нагрівають до температури 70°C з подальшим додаванням нітрату вісмуту, розчиненого у воді. При досягненні температури 90°C підтримувати її протягом 15 хвилин. Після промивання у воді, етанолі та сушіння, кінцевий продукт був отриманий після відпалу при 800°C протягом 2 год. Даний метод можна поділити на 2 етапи:

1. Реакція взаємодії з карбамідом:

$$[(Y_{1-x-y}Eu_xBi_y)(OH)_n]^{2+} + CO(NH_2)_2 \rightarrow (Y_{1-x-y}Eu_xBi_y)(OH)CO_3 \cdot H_2O + (n-2)H_2O + NH_4^+ \quad (1)$$

2. Отримання кінцевого оксиду шляхом відпалу:

$$(Y_{1-x-y}Eu_xBi_y)(OH)CO_3 \cdot H_2O \xrightarrow{800^oC} (Y_{1-x-y}Eu_xBi_y)_2O_3 + CO_2 \quad (2)$$

Зразки з оболонкою з діоксиду кремнію було отримано модифікованим методом Стобера [8]. 100мг Y_2O_3:Eu,Bi розчиняють в 140 мл етанолу. Через 3 год безперервної обробки ультразвуком 0,2 мл/0,6 мл/1,0 мл/1,4мл тетраетілортосилікат (ТЕОС) були додані в розчини при інтенсивному перемішуванні, 1,8 мл/5,4мл/9мл/12,6мл деіонізованої води було поступово додано і потім 0,6мл/1,8 мл/3мл/4,2мл аміаку (28%) відповідно. Швидкість додавання аміаку 0,5 мл/хв для кожної кількості ТЕОС. Через 2 год перемішування за кімнатної температури, остаточні структури ядро/оболонка були отримані шляхом промивання кілька разів в етанолі та висушування протягом ночі. Хімічна реакція утворення SiO_2 наступна:

$$Si(OC_2H_5)_4 + 2H_2O \xrightarrow{NH_3} SiO_2 + 4(CH_5OH) \quad (3)$$

Створення ЕВА плівки із наночастинкамиздійснювалось наступним чином. 1 г ЕВА зерен були спочатку розчинені у хлороформі. Y_2O_3:Eu,Bi та зразки ядро/оболонка 0,2мл/0,6мл/1,0мл/1,4 мл ТЕОС Y_2O_3:Eu,Bi/SiO_2 були розчинені в хлороформі і оброблені ультразвуком для отримання однорідної суміші (табл. 1). Потім, розчини ЕВА та нанопорошку були змішані і перемішані протягом 1 год, щоб отримати остаточну однорідну суміш. Суміш була вилита в чашку Петрі і витримана в камері з температурою 50°C протягом 2 год з утворенням кінцевої плівки.

Для визначення розміру, форми та морфології наночастинок з оболонкою та без оболонки був використаний скануючий електронний мікроскоп (СЕМ) (Inspect F). Прозорість плівок була виміряна за допомогою спектрометру (Cary 100 Conc). Спектрофотометр HitachiF-7000 FL був використаний для вимірювання спектру збудження та емісії плівок. Фотолюмінісцентний спектр спостерігався в діапазоні від 200 до 800нм, використовуючи напругу 400В, швидкість сканування 1200 та щілину розміром 2,5нм.

Таблиця 1. Маса наночастинок у плівці ЕВА

Тип наночастинок	Маса, мг						
Y_2O_3:Eu,Bi (без оболонки)	5	10	15	20	25	30	35
0,2 мл ТЕОС Y_2O_3:Eu,Bi/SiO_2	10				30		
0,6 мл ТЕОС Y_2O_3:Eu,Bi/SiO_2	10		20		30		40
1,0 мл ТЕОС Y_2O_3:Eu,Bi/SiO_2	10		20		30		40
1,4 мл ТЕОС Y_2O_3:Eu,Bi/SiO_2	10		20		30		40

Структурні та оптичні властивості дослідних зразків

СЕМ-зображення наночастинок наведені на рис. 1. Наночастинки Y_2O_3:Eu,Bi (без оболонки) мають розмір діаметру біля 100нм та переважно сферичну форму (рис.1, а). Після нанесення оболонки SiO_2 з використанням 0,2мл/0,6мл/1,0мл/1,4 мл ТЕОС (рис.1, б-д), частинки як і раніше залишилися сферичними і з гладкою поверхнею. Однак при цьому зростає розмір частинок. На наведених СЕМ зображеннях добре видною є структуру ядро/оболонка кожної наночастинки, звідки можна оцінити розмір оболонки з діоксиду кремнію. Так, зі збільшенням кількості ТЕОС при синтезі оболонки діаметр наночастинок зростає в середньому до 110, 180, 230 і 280 нм відповідно. Очевидно, що при 0,2 мл ТЕОС оболонка наночастинки є надто тонкою. Починаючи з 0,6 мл ТЕОС можна спостерігати невеликі агломерації між частинками. Це можна пояснити меншою відстанню між частинками в процесі формування оксидної оболонки більшої товщини. При великій кількості ТЕОС спостерігається більша агломерація наночастинок. Тому для подальшого дослідження з точки зору структурних властивостей оптимальним є вміст 0,6 мл ТЕОС при синтезі оболонки наночастинок. Відстань між наночастинками, а також швидкість реакції можна регулювати шляхом зміни кількості етанолу всередині розчину.

Рис. 1 (е) являє собою поперечний переріз плівки ЕВА з наночастинками, товщина якої становить близько 170 мкм. Наступні зразки ЕВА мали однакову товщину.

Під час вимірювань спектру пропускання плівок ЕВА, що містили наночастинки, які здійснюють конвертацію сонячного спектру по механізму даун-конверсії, має спостерігатись висока прозорість у видимому спектрі і низька в УФ-діапазоні. Дійсно, всі плівки з наночастинками в даному експерименті показали нижчу прозорість в УФ діапазоні, ніж плівка з чистого ЕВА, що може бути пояснено ефективним поглинанням УФ-світла нанолюмінофорами (рис.2). Крім того, було встановлено, що прозорість в даному спектральному діапазоні зменшується зі збільшенням маси наночастинок у плівці, що для однієї і тієї ж товщини оболонки означає більшу кількість наночастинок. Так, при збільшенні маси наночастинок у плівці ЕВА від 10 до 40 мг її прозорість на довжині хвилі 300 нм падала у 3-4 рази (рис.2 б). У видимому діапазоні прозорість плівок ЕВА змінювалась менш, ніж на 10%. Також в роботі було встановлено вплив наявності оболонки

діоксиду кремнію на спектри пропускання. Плівка ЕВА з наночастинками без оболонки характеризувалась прозорістю в 45-65% для 35 мг нанопорошку у плівці на 700 нм в той час, як плівки з наночастинками, вкритими оболонкою, характеризуються вищою прозорістю на цій же ж довжині хвилі (70-75%). Це можна пояснити ефектами розсіювання на межі поділу середовищ ЕВА-наночастинка через різницю їх коефіцієнтів заломлення. Так, зі збільшенням товщини SiO_2 з такою ж вагою кількість частинок буде меншою, тому зменшення прозорості на довжині хвилі 700 нм становить близько 5-12%. Як ми і очікували, оболонка оксида кремнію стала ефективним проміжним шаром між ЕВА і нанолюмінофорами, що призвело до зменшення розсіювання.

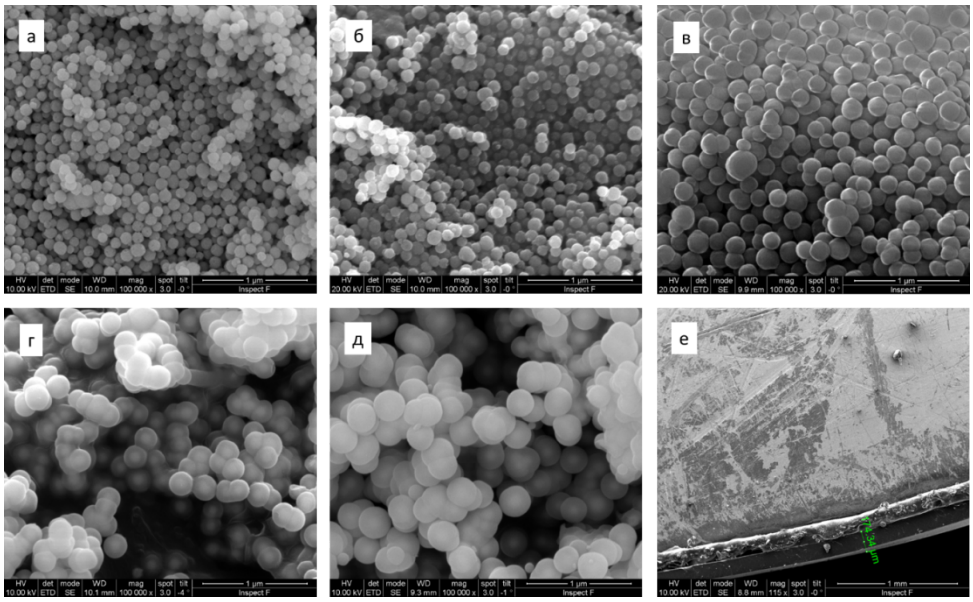


Рис. 1. СЕМ-зображення наночастинок Y_2O_3:Eu,Bi без оболонки (а) та з оболонкою SiO_2, яка виготовлена при додаванні 0,2 (б), 0,6 (в), 1,0 (г), 1,4 мл ТЕОС (д), а також поперечне січення плівки ЕВА, що містить наночастинки з оболонкою (е)

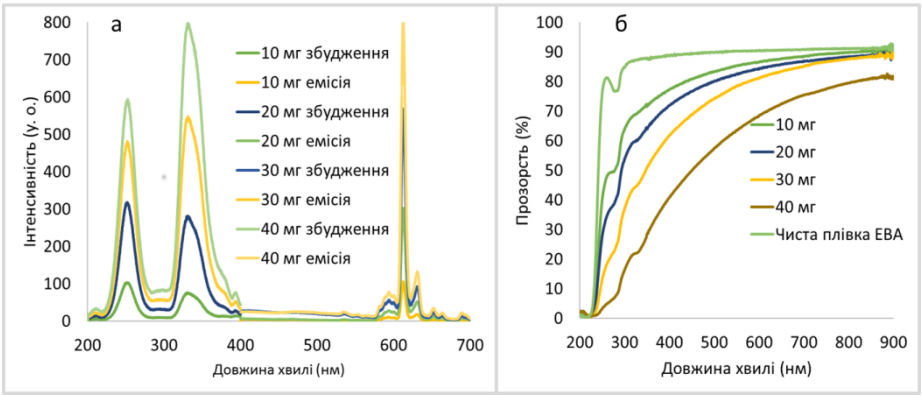


Рис. 2. Спектри збудження та емісіїфотолюмінесценції плівок ЕВА з наночастинками Y_2O_3:Eu,Bi/SiO_2 (0,6 мл ТЕОС) різної маси (10/20/30/40 мг) (а) та спектри їх пропускання (б)

Спектр емісії фотолюмінесценції мав піки в області 580-730нм із найвищим значенням за довжиною хвилі 613нм, що відповідає передачі енергії $^5D_0 \rightarrow {}^7F_2$, що дуже близько до ефективного відгуку кремнієвого елементу. Іони Bi^{3+} використовуються як активатори. При збудженні $Y_2O_3:Eu^{3+},Bi^{3+}$, іони вісмуту поглинають енергію збудження, що відповідає 332 нм та

передають енергію іону Eu^{3+}, що відповідає переходам $^7F_{0.1}\rightarrow{}^5L_6$, $^7F_{0,1}\rightarrow{}^5D_2$. Як наслідок, іони Eu^{3+} випромінюють червоне світло через перехід $^5D_0\rightarrow{}^7F_J$ (J=0, 1, 2, 3 та 4). Спектр фотолюмінесценції наночастинок Y_2O_3:Eu,Bi має широкий Стоксів зсув, що зменшує вплив повторного поглинання. Така поведінка дозволяє даун-конверсійним матеріалам запобігати оптичним втратам порівняно з іншими люмінесцентними матеріалами. Було встановлено, що наночастинки з найтоншою оболонкою показали найвищу інтенсивність люмінесценції, що ймовірно, пов'язано з більшою кількістю наночастинок в плівці ЕВА за тією ж маси нанопорошку. З ростом маси наночастинок у плівці ЕВА інтенсивність люмінесценції зростала (рис.2, а).

Висновки

В даній роботі були виготовлені плівки ЕВА, леговані нанолюмінофорами, і досліджено вплив маси наночастинок у плівці та різної кількості ТЕОС, яка визначала товщину оболонки оксиду кремнію. Аналіз показав залежність прозорості та фотолюмінесценції зі зміною маси наночастинок та товщини оболонки. Збільшення товщини оболонки, як і зменшення маси наночастинок спричиняло покращення прозорості, однак при цьому погіршувались фотолюмінесцентні властивості плівок. Оптимальними параметрами виготовлення наночастинок у плівці ЕВА є 0,2-0,6 мл ТЕОС, 30-40 мг наночастинок у плівці. У подальшому планується застосувати розроблений даун-конверсійний матеріал для побудови сонячного елементу.

Література

1. Richards B. S. Enhancing the performance of silicon solar cells via the application of passive luminescence conversion layers //Solar energy materials and solar cells. – 2006. – Vol. 90. – № 15. – P. 2329 – 2337.
2. Dieke G. H. et al. Spectra and energy levels of rare earth ions in crystals. – N.Y.: Interscience Publishers, 1968. – Vol. 5.
3. Kang Y. C. et al. Preparation of Y_2O_3:Eu phosphor particles of filled morphology at high precursor concentrations by spray pyrolysis //Advanced Materials. – 2000. – Vol. 12. – № 6. – P. 451 – 453.
4. Datta R. K. Luminescent Behavior of Bismuth in Rare-Earth Oxides //Journal of The Electrochemical Society. – 1967. – Vol. 114. – № 11. – P. 1137 – 1142.
5. Klampaftis E., Richards B. S. Improvement in multi-crystalline silicon solar cell efficiency via addition of luminescent material to EVA encapsulation layer //Progress in Photovoltaics: Research and Applications. – 2011. – Vol. 19. – № 3. – P. 345 – 351.
6. Song H., Wang J. W. Dependence of photoluminescent properties of cubic Y_2O_3:Tb^{3+} nanocrystals on particle size and temperature //Journal of luminescence. – 2006. – Vol. 118. – № 2. – P. 220 – 226.
7. Wang Z. L., Liu Y., Zhang Z. Handbook of nanophase and nanostructured materials: synthesis/characterization/materials systems and applications // Materials systems and applications II, Kluwer Academic/Plenum Publishers, USA – 2002.
8. Nozawa K. et al. Smart control of monodisperse Stöber silica particles: effect of reactant addition rate on growth process //Langmuir. – 2005. – Vol. 21. – №4. – P. 1516 – 1523.

Рекомендовано до публікації: к.т.н.,ст. викладач Коваль В.М.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра МЕ, Київ, Україна

УДК 004.67

МАШИННЕ НАВЧАННЯ В МІКРО- ТА НАНОСИСТЕМНІЙ ТЕХНІЦІ

О.О. Авілов
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна,
e-mail: lesha.avilov@gmail.com

В статті представлено огляд застосування машинного навчання в мікро- та наносистемній техніці та суміжних областях. Виділено основні напрямки, в яких відбуваються дослідження: аналіз характеристик матеріалів та структур, прогнозування параметрів та властивостей систем та матеріалів. Визначено перспективність застосувань машинного навчання в області аналізу даних при вимірюванні, прогнозуванні та моделюванні характеристик мікро- та наносистем.

The paper presents a comprehensive reviewin application of machine learning in micro and nanosystem technology and related fields. The main directions of research are defined as material and structurecharacteristicanalysis, material parameters and properties forecasting. Perspective use of machine learning in data analysis with performance measurements and modelling of micro- and nanosystems established.

Ключові слова: *машинне навчання, наносистемна техніка, штучний інтелект.*

Key words: *machine learning, nanosystem engineering, artificial intelligence, data science.*

Вступ

Мікро- та наносистемна техніка (МНСТ) – сучасний напрям у науці, техніці та виробництві, що дуже швидко розвивається в усьому світі. Наноелектроніка вивчає і використовує фізичні явища і процеси в електронних приладах, геометричні розміри яких сумірні з розмірами молекул і атомів. Перед мікро- та наносистемною технікою стоїть широкий спектр задач, це і створення новітніх швидкісних процесорів й принципово нового медичного обладнання, комп'ютерів, гаджетів, роботів, інструментів тощо.

В межах галузі аналізу даних машинне навчання є методом, який використовується для винаходження складних моделей та алгоритмів. Ці аналітичні моделі дозволяють дослідникам, інженерам та аналітикам виробляти надійні рішення та результати та розкривати приховані залежності шляхом навчання з історичних співвідношень та тенденцій в даних. Машинне навчання – підгалузь штучного інтелекту, яка досліджує вивчення та побудову алгоритмів, які можуть навчатися з даних і виконувати передбачувальний аналіз на них. [1]

Застосування машинного навчання в галузі мікро- та наносистемної техніки є досить перспективним, адже завдяки технікам машинного навчання можна прогнозувати властивості матеріалів, моделювати складні фізичні та динамічні системи, розпізнавати, оцінювати, класифікувати об'єкти, все це дозволить прискорити та автоматизувати багато процесів виробництва. Тому вже зараз, завдяки стрімкому розвитку технологій, зокрема, в сфері

паралельних обчислень, хмарних технологій та постійному росту обчислювальних можливостей даний напрям привертає увагу все більшої кількості дослідників.

Задачею цієї роботи є огляд сучасного стану застосувань машинного навчання в мікро- та наносистемній техніці та визначення перспективних напрямів розвитку в цій галузі.

I. Машинне навчання для прогнозування параметрів та властивостей мікросистем та матеріалів

В роботі [2] представлений підхід на основі машинного навчання для проектування підкладки для плоскої перевернутої F антени (PIFA) з магніто-діелектричного нано-композиту (MDNC). Була створена база даних властивостей матеріалів та моделей антен. Показано, що за допомогою методів машинного навчання з високою точністю можна розрахувати параметри антени, такі як підсилення, смуга пропускання, ефективність випромінювання, резонансна частота. Модель, розроблена та використана в даній роботі, основана на нейронних мережах.

Підходи машинного навчання ефективні в зниженні складності даних і швидко стали трендом в обробці багатовимірних даних. В роботі [3] автори розглянули проблему спрощення процесу окреслення структурної еволюції. Аналізуючи данні шляхом інтегрування експериментальних даних з базою даних кристалічних решіток, автори істотно підвищили точність класифікації структурних фаз. Цей підхід використовується для ідентифікації нових магнітних фаз з підвищеною магнітною анізотропією.

В роботі [4] було досліджено використання графів з високою пропускною здатністю для аналізу структурних даних, зокрема, для визначення фазових діаграм і складових фаз від заломлення рентгенівського випромінювання та Раманівських спектральних даних. В роботі показано використання інформації з бази даних структур неорганічних кристалів в аналізі дифракції рентгенівських променів.

При проектуванні мікроструктурних матеріалів одним з ключових питань є кількісне представлення мікроструктурного простору за допомогою набору дескрипторів, який має бути достатній для побудови якісних моделей, але в той самий час достатньо малим, щоб мати передбачувану поведінку. В статті [5] запропоновано новий метод на основі машинного навчання для ідентифікації ключових дескрипторів з великого набору потенційних дескрипторів мікроструктур. Розроблено метод машинного навчання з вчителем на основі кореляційних функцій для визначення ключових дескрипторів. Запропонована методика ефективно знижує розмірність мікроструктурного простору до невеликого набору дескрипторів без істотної втрати інформації. Переваги демонструються на прикладі оптимізації полімерних нанокомпозитів.

Зонна інженерія в графені відкриває нові можливості для застосування в наноелектроніці. В роботі [6] на карту з топологічними векторами автокорреляції були нанесені енергетичні щілини оптимізованих графенових наношарів з використанням методів машинного навчання. Модель може статистично значуще розрізняти графенові наношари з різними енергетичними щілинами на основі їх молекулярної топології.

Також методи машинного навчання застосовуються для розробки нових оксидів металів. В роботі [7] автори розробили технологічний процес інтелектуального аналізу даних і

застосували його для аналізу двох нещодавно створених бібліотек матеріалів для сонячних елементів на основі титану і оксидів міді. Результати показують, що моделі пошуку кількісних співвідношень структура-властивість здатні прогнозувати властивості сонячних елементів. Отримані моделі придатні для проектування кращих сонячних батарей.

В дослідженні [8] енергії зв'язку застосовані для моделювання і прогнозування маси лікарських препаратів в твердих ліпідних наночастинках. Даний метод використаний для знаходження зв'язків дескрипторів лікарських препаратів з їх молекулярними енергіями зв'язку. Результат дозволяє проводити точну оцінку завантаженої маси будь-якого лікарського засобу в тверді ліпідні наночастинки, проектуючи хімічну структуру, завдяки їх основним функціям.

II. Машинне навчання для аналізу характеристик матеріалів та структур

Техніки машинного навчання також використовуються для пошуку та детекції дефектів кристалічних граток матеріалів. В роботі [9] представлена нова методологія, основана на машинному навчанні, для того щоб отримувати інформацію про зміни в кристалічних решітках матеріалів, завдяки методу візуалізації на основі рентгенівської дифракції Брегга. Даний підхід було продемонстровано на рентгенограмі, шляхом виявлення структурних дефектів, присутніх в епітаксіальній сегнетоелектричній тонкій плівці з цирконат-титанату свинцю.

Через різні труднощі виробництва нанорозмірних напівпровідникових приладів, деякі макети не можуть бути виготовлені належним чином і приводять до значних втрат при виробництві. Зараз аналіз фізичних дефектів забирає багато часу, оскільки аналіз кожної характеристики займає тривалий час. Щоб пришвидшити даний процес, у роботі [10] було запропоновано автоматично визначити максимальну кількість шаблонів макету за допомогою діагностики об'єму даних про дефекти кремнію після виробництва. Результати діагностики аналізуються за допомогою статистичних методів, методів інтелектуального аналізу даних та машинного навчання для ефективного визначення основних проблем шаблонів макету. В роботі проведений огляд процедур і статистичних методів для аналізу даних діагностики і приділено особливу увагу зв'язку між дефектами та розташуванням шаблонів.

Важливим завданням в галузі матеріалознавства є характеристика великого ансамблю гетерогенних наноструктур в наборі зображень. Це часто призводить до того, що підрахунок частинок відбувається вручну. У роботі [11] автори представляють програмне забезпечення для класифікації ансамблю наночастинок на зображенні растрового електронного мікроскопу.

Висновки

В статті представлено останні тенденції застосування машинного навчання в мікро- та наносистемній техніці та суміжних областях. Серед областей, в яких проводиться більш за все досліджень, можна виділити аналіз характеристик матеріалів та структур, прогнозування параметрів та властивостей систем та матеріалів.

Література

1. Ron Kohavi; Foster Provost (1998). Glossary of terms. Machine Learning, p. 271–274.
2. Carmine Gianfagna. Enabling Antenna Design with Nano-Magnetic Materials using Machine Learning / C. Gianfagna, M. Swaminathan, P. M. Raj, R. Tummala and G. Antonini // 2015 IEEE Nanotechnology Materials and Devices Conference, 2015, 978-1-4673-9362-1/15
3. Kusne A.G. On-the-fly machine-learning for high-throughput experiments: search for rare-earth-free permanent magnets / A. G. Kusne, T. Gao, A. Mehta, L. Ke, M. C. Nguyen, K. Ho, V. Antropov, C. Wang, C. Long and I. Takeuchi // Scientific Reports 4, # 6367 (2015)
4. Kusne A. G. High-throughput determination of structural phase diagram and constituent phases using GRENDEL / A. G. Kusne, D. Keller, A. Anderson, A. Zaban and I. Takeuchi// Nanotechnology, Volume 26, № 44, October, 2015.
5. Hongyi Xu. A Machine Learning-Based Design Representation Method for Designing Heterogeneous Microstructures / H. Xu, R. Liu, A. Choudhary and W. Chen // Journal of mechanical design 137(5), 051403, May, 2015 – DOI: 10.1115/1.4029768
6. Michael Fernandez. Machine Learning Prediction of the Energy Gap of Graphene Nanoflakes Using Topological Autocorrelation Vectors / M. Fernandez, J. I. Abreu, H. Shi, and A. S. Barnard // American Chemical Society, 2016, DOI: 10.1021/acscombsci.6b00094
7. Yosipof Abraham. Data Mining and Machine Learning Tools for Combinatorial Material Science of All-Oxide Photovoltaic Cells / A. Yosipof, O. E. Nahum, A. Y. Anderson, H. N. Barad, A. Zaban and H. Senderowitz // Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim, Mol. Inf. 2015, 34, pp. 367– 379 – DOI: 10.1002/minf.201400174
8. R. M. Hathout, A. A. Metwally, Towards better modeling of drug-loading in solid lipid nanoparticles: Molecular dynamics, docking experiments and Gaussian Processes machine learning, European Journal of Pharmaceutics and Biopharmaceutics (2016), DOI: http://dx.doi.org/10.1016/j.ejpb.2016.07.019
9. Nouamane Laanait. Imaging nanoscale lattice variations by machine learning of x-ray diffraction microscopy data / N. Laanait, Z. Zhang and C. M. Schlepütz // Nanotechnology # 27, 2016, 10pp, DOI:10.1088/0957-4484/27/37/374002
10. Wu-Tung Cheng. Identify Problematic Layout Patterns Through Volume Diagnosis / VLSI Technology, Systems and Application (VLSI-TSA), 2015 International Symposium, 27-29 April 2015, DOI: 10.1109/VLSI-TSA.2015.7117551
11. Hughes A. A Workflow for Characterizing Nanoparticle Monolayers for Biosensors: Machine Learning on Real and Artificial SEM Images / A. Hughes, Z. Liu, M. Raftari, M. E. Reeves // PeerJ PrePrints, January, 2015 – DOI: 10.7287/peerj.preprints.671v2

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. А.О. Попов

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ СВЧ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ НЕОДНОРОДНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

М. С. Сергеев, А. А. Сергеева, К. С. Мазур
КПИ им. Игоря Сикорского, факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: msergeev@ua.fm

Рассмотрена конструкция фильтра на основе отрезков микрополосковых неоднородных линий, в том числе с перестраиваемыми характеристиками. Приведен результат моделирования амплитудно-частотных характеристик, связанных четвертьволновых и полуволновых резонаторов со скачком волнового сопротивления. Рассмотрена возможность управляемой перестройки полосы пропускания за счет соединения и разрыва резонаторов с металлизацией на обратной стороне подложки.

The design of the filter based on segments of microstrip non-uniform lines, including those with tunable characteristics, is considered. The result of modeling the amplitude-frequency characteristics of coupled quarter-wave and half-wave resonators with a jump in the wave resistance is presented. The possibility of controlled tuning of the transmission frequency due to the coupling and rupture of resonators with metallization on the back side of the substrate is considered.

Ключевыеслова: *фильтр, СВЧ***.**

Key words: *filter, microwave.*

Введение

Известно, что характеристики короткозамкнутых отрезков неоднородных линий передач зависят от закона изменения волнового сопротивления вдоль линии передач. Это дает дополнительные возможности для формирования характеристик резонансных систем на их основе (разрежение спектр, согласование входного сопротивления резонатора с линией передач), в том числе и для построения перестраиваемых по частоте устройств СВЧ [1]. Вышеперечисленные свойства представляют интерес для исследования характеристик резонансных устройств на основе отрезков неоднородных линий, в том числе и со ступенчатой неоднородностью. Проведенные нами исследования показали возможность использования отрезков неоднородных линий для построения высококачественных фильтров и фазовращателей СВЧ, в том числе и с перестраиваемыми характеристиками.

СВЧ фильтр

С точки зрения технологичности, простоты изготовления и использования целесообразно рассматривать резонатор со ступенчатой неоднородностью (рис.1).

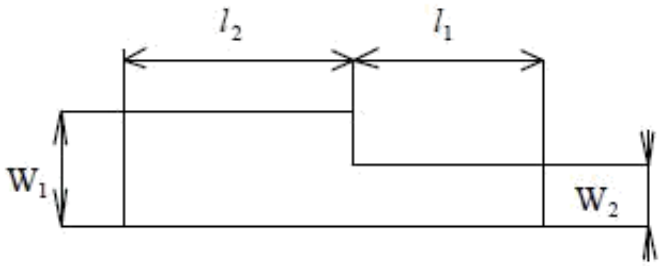


Рис. 1. МПР со ступенчатой неоднородностью.

К достоинствам такой конструкции резонатора по сравнению с резонаторами на регулярных микрополосковых линиях передач можно отнести более разреженный спектр по сравнению с регулярной линией. Расчет собственных частот таких резонаторов удобнее всего определять в квазистатическом приближения используя последовательно соединенные отрезки однородных линий передач с разным волновым сопротивлением. В случае двух отрезков входное сопротивление такого резонатора можно представить соотношением:

$$Z_{in0} = Z_{W2}\frac{j\left(Z_{W1}tg\left(\beta l_1\right)+Z_{W2}tg\left(\beta l_2\right)\right)}{Z_{W2}-Z_{W1}tg\left(\beta l_1\right)tg\left(\beta l_2\right)} \quad (1)$$

Наложив граничные условия на торцах резонатора, можно определить волновые числа для данной резонансной системы числа. Используя такой подход можно определить резонансную частоту в переделах погрешности в 2–4 % в широком диапазоне соотношении длин l2/l1 и W2/W1 [2]. Использование микрополосковых резонаторов со ступенчатой неоднородностью для построения простых двухзвенных фильтров, показало возможность получения простых, компактных МПФ (рис.2.) в том числе и с перестраиваемыми характеристиками (полосой пропускания) [3].

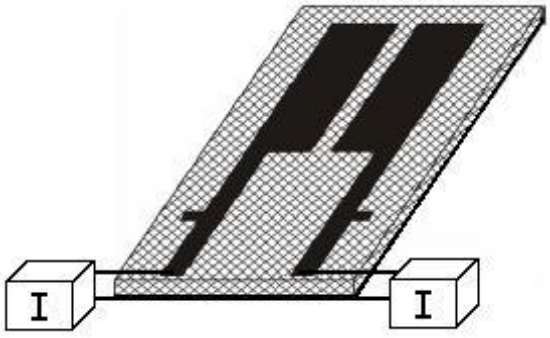


Рис. 2. Конструкция двух резонаторного фильтра с включенной схемой управления(I).

Измененяя геометрию резонаторов, а также величину связи между ними (за счет изменения ширины зазора) можно получить характеристики приемлемые для практического использования. Однако расчет коэффициентов связи индуктивного kL и емкостного kc взаимодействия резонаторов используя аналитические соотношения недостаточно точен, а численными методы, в том числе и «full wave» анализ, затратен по времени. Для синтеза

фильтров на резонаторах с гальванической связью была использована методика расчета, предложенная в [4].

Перестройка полосы пропускания может происходить по принципу создания перемычки между неоднородной микрополосковой линией и металлизацией на обратной стороне положки, что в свою очередь образует полуволновые и четвертьволновые резонаторы. Таким образом, можно получить два варианта АЧХ с различной полосой пропускания, как показано на рисунке 3 и 4.

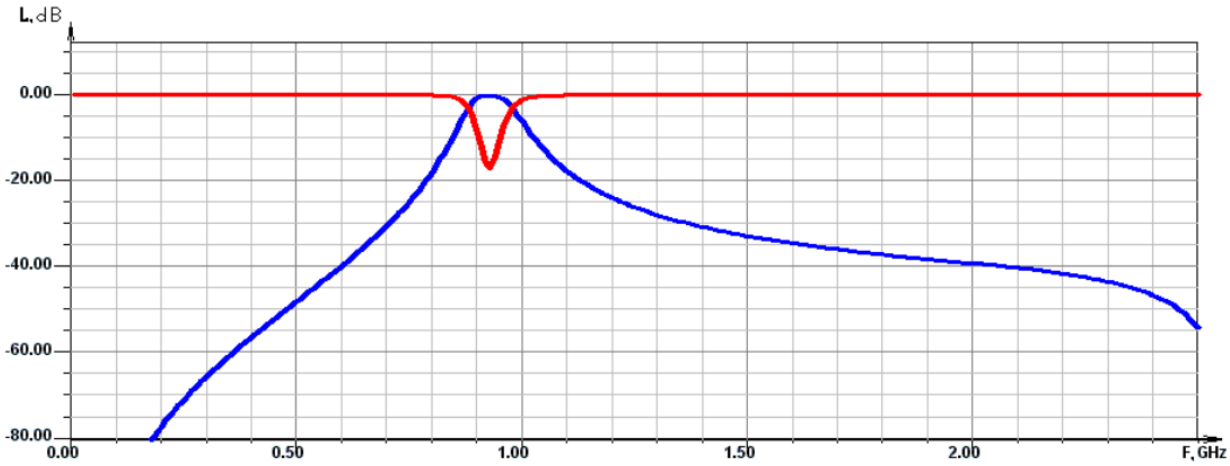


Рис. 3. АЧХ для фильтра в закороченном состоянии.

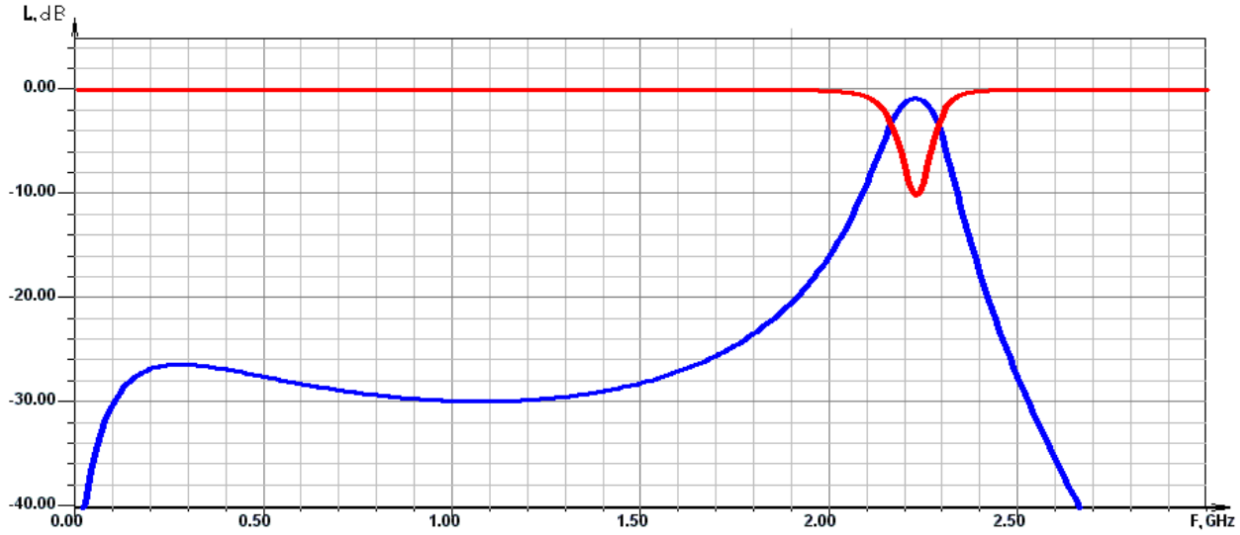


Рис. 4. АЧХ для фильтра в раскороченном состоянии.

Управление такой схемой (ключом) может происходить физическим, электрическим, оптическим, или магнитным полем в зависимости от устройства схемы управления.

Выводы

Так как при изменении состояния устройства между закороченным и раскороченным изменяется не только АЧХ, но и ФЧХ, данное устройство при другой схеме включения можно использовать как фазовращатель.

Таким образом, проведенные нами исследования показали возможность использования отрезков неоднородных микрополосковых линий для построения простых фазовращателей и фильтров СВЧ, в том числе и с перестраиваемыми характеристиками.

Литература

12. Литвиненко О. Н., Сошников В. И. Колебательные системы из отрезков неоднородных линий. – М.: Советское радио, 1971. – 144 с..
13. В. І. Молчанов, В. М. Пашков, Д. Д. Татарчук Резонатори на основі коротко замкнених відрізків неоднорідних ліній із ступінчастою неоднорідністю// Электроника и связь, Київ, 2002, №16, с. 47-48.
14. Poplavko Y., D. Schmigin, V. Pashkov, M. Jeong, and S. Baik “Tunable microstrip filter with piezo-moved groundelectrode” European Microwave Week 2005, EuMW-2005, October 3-7, Conf. Proc., pp. 1291-1264, Paris, France
15. Беляев Б. А., Титов М. М., Тюрнев В. В. Коэффициент связи нерегулярных микрополосковых резонаторов Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2000. Т. 43. № 8. С. 722-727.

Рекомендовано к публикации к.т.н. доц. Татарчук Д. Д.

КПИ им. Игоря Сикорского, факультет электроники, кафедра микроэлектроники, Киев, Украина

УДК 621.3

ОСАДЖЕННЯ НАНОЧАСТИНОК ЗОЛОТА НА ПОВЕРХНЮ КРЕМНІЄВОГО ФЕП

Д.В. Дідиченко
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: denis-didichenko@ukr.net

В даній роботі були досліджені методи осадження наночастинок золота на поверхню кремнієвого сонячного елементу – центрифугування та електроосадження. Встановлено, що метод центрифугування призводить до однозначного покращення характеристик сонячного елемента (струму короткого замикання). Було встановлено, що існує певна, оптимальна, концентрація наночастинок золота, за якої спостерігається найвищий приріст струму короткого замикання, а при підвищенні концентрації – погіршення характеристик.

In this paper deposition methods of gold nanoparticles on the surface of the silicon solar cell – centrifugation and electrodeposition – were investigated. It was established that centrifugation method leads to clear improvement of solar cell characteristics (short circuit current. It was found that there is a certain optimal concentration of gold nanoparticles, for which the highest increase in short-circuit current was observed, but at higher concentrations the deterioration of PV characteristics was taken place.

Ключові слова: *сонячні елементи, наночастинки, центрифугування,елекроосадження, кремній, золото***.**

Key words: *solar cells, nanoparticles, centrifugation, electrodeposition, silicon, gold.*

Вступ

Метою постійного розвитку фотовольтаїки є потреба в скороченні використання викопного палива, зменшенні вартості 1 Вт сонячної енергії та збільшенні ККД сонячних елементів. В залежності від матеріалу, конструкції та способу виробництва розрізняють три покоління фотоелектричних перетворювачів (ФЕП). ФЕП першого покоління переважно створюються на основі монокристалічного кремнію. Межа Шоклі-Квайссера (максимальна теоретично можлива ефективність сонячних батарей) суттєво обмежує їх ефективність перетворення енергії. Для типових сонячних панелей ця межа становить 31—41% в залежності від концентрації сонячного світла (рис.1). ФЕП другого покоління синтезують з використанням тонкоплівкових технологій на основі аморфного та полікристалічного кремнію, телуриду кадмію, селеніду міді-(індію)-галію. Передбачалось, що ФЕП другого покоління будуть дешевші, ніж ФЕП першого покоління, і в той же час матимуть такий самий ККД. Однак до тепер ККД тонкоплівкових ФЕП в 1,5 – 2 рази менший за ФЕП першого покоління (рис.1). Мета створення нового покоління сонячних елементів полягає в подальшому зниженні їх собівартості, відмові від використання дорогих і токсичних матеріалів, а також підвищенні ефективності ФЕП за рахунок використання нанотехнологічних підходів (наночастинки, нанотрубки, наноантени тощо). Як і на ФЕП першого

покоління, в третьому поколінні також накладаються обмеження на максимальну ефективність. В цьому випадку обмеження лежить в межах 67 – 87% й носить назву термодинамічної межі (рис.1) [1-3]. Метою даної роботи є поєднання технологічних підходів ФЕП II та III покоління, а саме використання наночастинок золота в тонкоплівкових ФЕП для покращення їх ефективності.

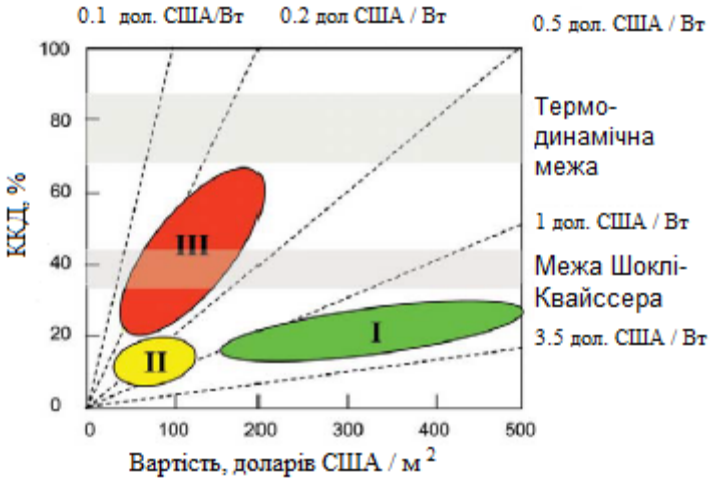


Рис.1. Проекції ефективності і вартості для ФЕП першого(I), другого(II) і третього(III) покоління [3]

Наночастинки благородних металів досить широко застосовують у фотовольтаїці, зокрема наночастинки срібла [4], золота [5], паладію [6] тощо.Для нанесення наночастинок на поверхню сонячного елементу використовують різні технологічні підходи, наприклад,метод хімічного осадження наночастинок з водного розчину прекурсору, що містить атоми благородних металів [6], вакуумні методи осадження острівкової плівки благородного металу на поверхню приладу [4]. Однак дані методи нанесення наночастинок супроводжуються високотемпературними технологічними операціями (близько 500ºС), що може значно погіршити характеристики приладу, особливо ФЕП другого покоління. Тому в даній роботі для осадження наночастинок на гетероструктурні ФЕП пропонується використовувати метод центрифугування та метод електроосадження, в яких робоча температура не перевищує 20ºС.

Експериментальна частина

Для синтезу наночастинок золота використовувався поліольний метод, який полягає в хімічному відновленню прекурсора (золотохлористоводневої кислоти) в суміші етиленгліколя та етилового спирту [7]. В даній роботі використовувались наночастинки золота розміром 40 нм в коллоїдному розчині з концентрацією золота 47 мг/дм^3. Для проведення досліджень були використані зразки кремнієвих гетероструктурних ФЕП, які представляють собою кремнієву підкладку з нанесеною нанокристалічною кремнієвою плівкою методом іонно-променевого розпилення та металевою контактною сіткою Ti/Ag, нанесеною методом ВЧ магнетронного розпилення та зворотної фотолітографії. Далі на поверхню ФЕП наносилось антивідбивальне

покриття ІТО методом ВЧ магнетронного розпилення [8]. Плівка ІТО також захищає поверхню кремнію від можливої дифузії золота всередину приладу.

Поверхнева морфологія ФЕП вивчалась за допомогою атомно-силового мікроскопу (АСМ) NanoScope IIIa Quadrexed Dimension 3000. Фотоелектричні властивості досліджуваних зразків вимірювались за допомогою імітатора сонячного випромінювання спектру АМ1,5.

Для нанесення наночастинок золота використовувалось два методи – метод центрифугування (I метод) та метод електроосадження (II метод). Суть методу центрифугування полягає в наступному. Сонячний елемент розташовують в центрі ротора та фіксують вакуумом. Після цього на поверхню досліджуваного елемента наноситься розчин нанокристалів золота та запускається процес центрифугування (800 об/хв). Для рівномірного розподілу наночастинок перед початком центрифугування на поверхню сонячного елементу наносять поверхнево активну речовину. Суть методу електроосадження полягає в наступному. У ємність наливається розчин наночастинок золота. Протиелектрод, що виконує роль катода, на який подана від'ємна напруга, знаходиться на дні ємності. Сонячний елемент під'єднується щупом в місці шини і виконує роль анода, на який подана додатна напруга (5 В).

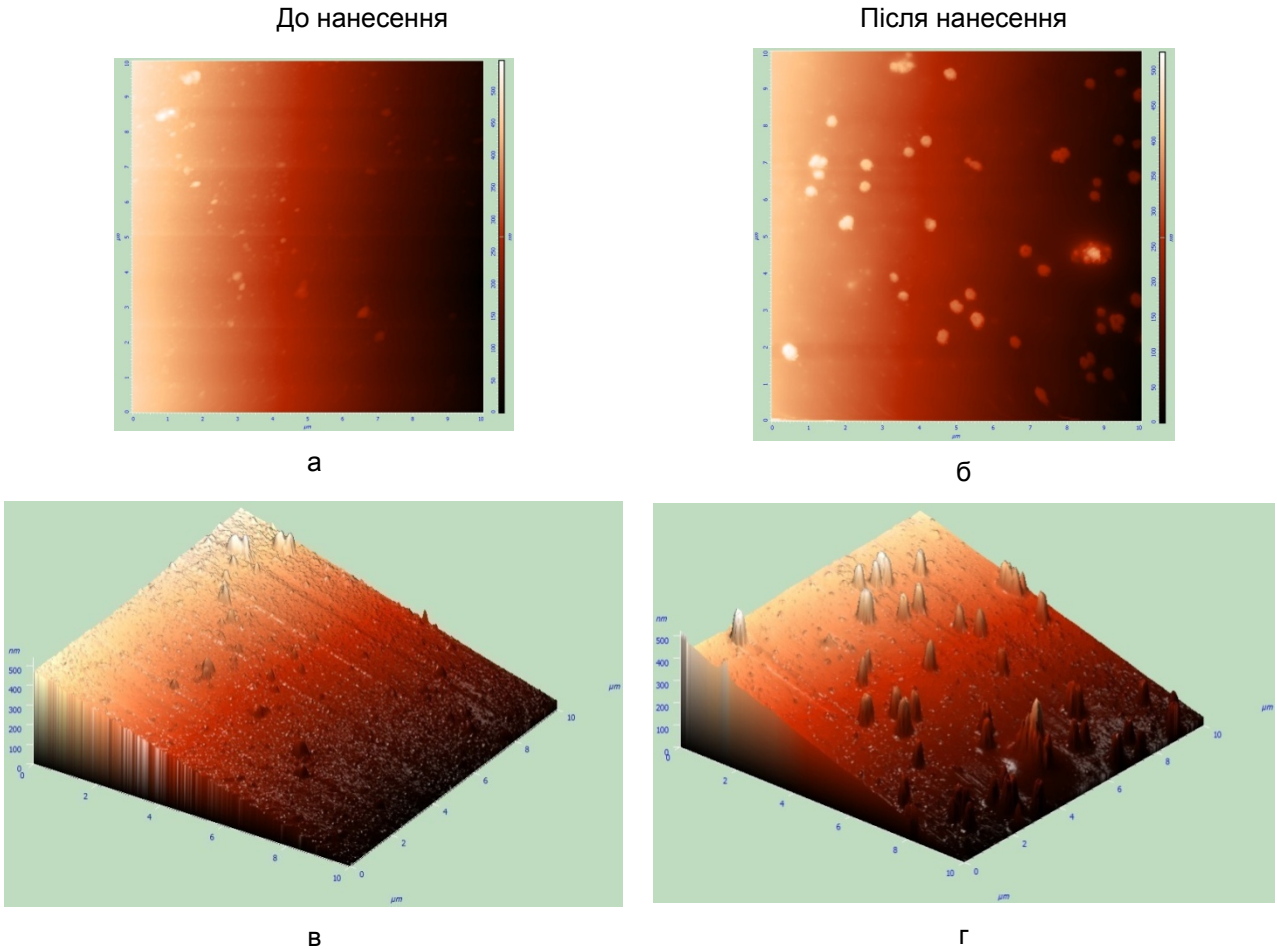


Рис. 2. 2D та 3D АСМ знімки поверхні ФЕП до (а,в) та після нанесення наночастинок золота (б, г)

Візуальні спостереження показують, що після нанесення наночастинок золота I методом відтінок поверхні сонячного елемента майже не змінився. Після нанесення II методом візуально спостерігається золотистий відтінок на всій поверхні ФЕП, особливо в області металевих контактів, що однозначно свідчить про осадження золота у великій кількості.

Аналіз АСМ-знімків поверхні ФЕП після нанесення наночастинок показав наявність структурних утворень приблизно однакового розміру, що розташовані хаотично по поверхні сонячного елемента (рис. 2,б, г), в той час як на поверхні кремнієвого ФЕП без нанесеного шару наночастинок золота, такі утворення не спостерігаються (рис. 2,а,в). Звідки можна зробити висновок, що спостережувані утворення містять осаджені наночастинки золота, хоча для достеменної інтерпретації одержаних результатів необхідно провести додаткові дослідження їх хімічного складу. Крім того, з рис. 2 видно, що обидва зразки містять на поверхні певну кількість структурних дефектів. Так, на АСМ знімку ФЕП з наночастинками Au містяться дрібні структурні дефекти, тоді як вихідні ФЕП мають певну кількість крупніших дефектів, які розповсюджені нерівномірно. Цілком імовірно, що навколо цих дефектів осідають наночастинки, що є більш енергетично вигідним.

Далі в роботі були досліджені фотоелектричні характеристики ФЕП – струм короткого замикання ($I_{кз}$) та напруга розімкнутого кола ($U_{рк}$). Результати досліджень зведено в табл.1. Аналіз отриманих результатів показав, що, як і очікувалось, струм короткого замикання підлягав більшому впливу, ніж напруга розімкнутого кола. Зростання струму обумовлене більшим поглинанням поверхнею ФЕП через збудження поверхневого плазмон-поляритонного резонансу в наночастинках золота [5].

Таблиця 1. Вплив наночастинок Au на фотоелектричні характеристики ФЕП

Зразок	Центрифугування		Електроосадження	
	До нанесення	Після нанесення	До нанесення	Після нанесення
$I_{кз}$, мА	36.0	37.5	2.0	1.9
$U_{рк}$, мВ	179	179	217	215

Струм короткого замикання зріс на 5%, а напруга розімкнутого кола менше, ніж на 1%. Крім того, в роботі було встановлено, що I метод призводить до однозначного покращення струму короткого замикання, в той час як для II методу це значення дещо погіршувалось. Така залежність може бути пов’язана з поверхневою густиною наночастинок Au на поверхні ФЕП. Згідно з візуальним спостереженням та даними АСМ – концентрація наночастинок на поверхні ФЕП при I методі нанесення є меншою, ніж при II методі нанесення. Звідси випливає, що існує певна оптимальна кількість золота на поверхні (9,4 мкг), за якої спостерігається найвищий приріст струму короткого замикання, а при підвищенні його вмісту – погіршення характеристик.

Висновки

В даній роботі було досліджено два методи осадження наночастинок золота на поверхню кремнієвого гетеро структурного сонячного елементу – метод центрифугування та метод електроосадження, в кожному з яких осадження наночастинок здійснювалось за кімнатної температури. Було встановлено, що існує певна оптимальна кількість золота на поверхні ФЕП (9,4 мкг), за якої спостерігається найвищий приріст струму короткого замикання (на 5%), а при підвищенні концентрації – погіршення характеристик. З цієї точки зору, метод центрифугування має значну перевагу над методом електроосадження, оскільки є можливість контролю дози розчину в малих кількостях.

Література

1. Matt Boreland and Darren Bagnall. Current and future photovoltaics // Foresight - Horizon Scanning Report. – 2006. – P. 21.
2. Gregory F. Brown and Junqiao Wu. Third generation photovoltaics // Laser & Photon. – 2009. – Rev. 3, No. 4. – p. 394–405.
3. Gavin Conibeer. Third-generation photovoltaics // Materials today. – 2007. – Vol. 10, Issue 11. – p. 42–50.
4. Ralli Sangno, Santanu Maity, R.K. Mehta. Plasmonic Effect due to silver nanoparticles on silicon solar cell // Procedia Computer Science. – 2016. – Vol.92. –p. 549 – 553.
5. Daniel Derkacs, Peter Matheu. Improved performance of amorphous silicon solar cells via scattering from surface plasmon polaritons in nearby metallic nanoparticles // Appliedphysicsletters. – 2006. – Vol. 89, Issue 9. – p.093103-1–093103-3.
6. Malek Atyaoui, Aetf Atyaoui, et al. Enhancement in photovoltaic properties of silicon solar cells by surface plasmon effect of palladium nanoparticles // Superlattices and Microstructures. – 2016. – Vol.92. –p. 217 – 223.
7. Бородинова Т. И. и др. Рост нанокристаллов золота в смеси первичных спиртов // Журнал нано- та електронної фізики. – 2015. –Т. 7, № 1– с.01032-1 – 01032-10.
8. Ivashchuk A.V., Koval V.M., etal. Heterojunction solar cells with nanostructured silicon thin films on monocrystalline silicon substrates // Proceedings of ICFBN-2013, 30 September - 4 October, 2013. – Alushta, Ukraine. – p. 290 – 293.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., ст.викл. Коваль В.М.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра МЕ, Київ, Україна

UDC621.3

FIELD EFFECT TRANSISTORS BASED ON GRAPHENE NANORIBBON

А.В. Головченко

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультетелектроніки, Київ, Україна, e-mail: art45540699@yandex.ru

In this paper, we present I-V characteristics analytical model of Graphene Nanoribbon Field Effect Transistors (GRN-FETs) based on vertical structure incorporating the effects of edge bond relaxation with armchair-edge GRN channels.

Key words: ***graphene, field effect transistors, edge bond relaxion, third nearest neighborinteraction, double-gate, armchair-edge.***

Introduction

Graphene has been recently created as future material for nanoelectronics device. This material has unique properties such as high mobility, mechanical strength, chemical resistance which help to improve a functioning of transistors, solar cells and sensors. One of the important advantage of graphene is the high mobility of electrons (the limit value in the normal state at T=240K is 12 $m^2/V*s$). From (Fig.1), it is seen that electrons velocity in graphene in 2 times more than in the materials Si or GaAs[1].

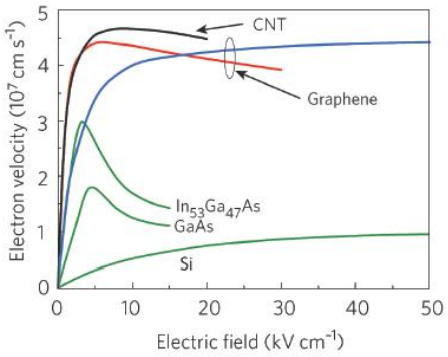


Figure 1- Electrons velocity dependence of the and the electric field.

Also graphene is a carbon plate with a thickness of just one atom but it is more durable than diamond and 100 times better than silicon transmits electricity.

1. Approach

Graphene is a semi-metal material without a band gap. The band gap can be obtained by decreasing the width, it shows at(Fig.2)[2].

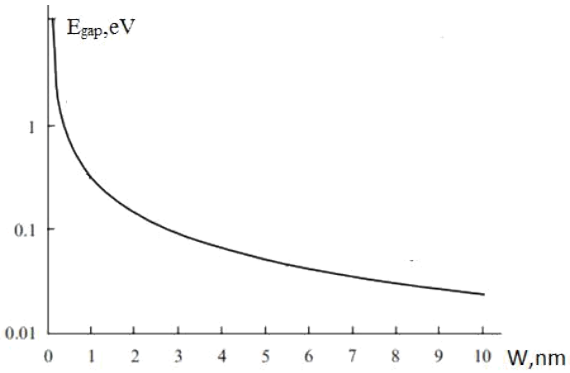


Figure 2 – Band gap Dependence of the width of grapheme

Graphene acquires semiconductor properties when the width of less than 10 nm. Our model includes edge effects such as "chair" of graphene nanoribbon at(Fig.3)

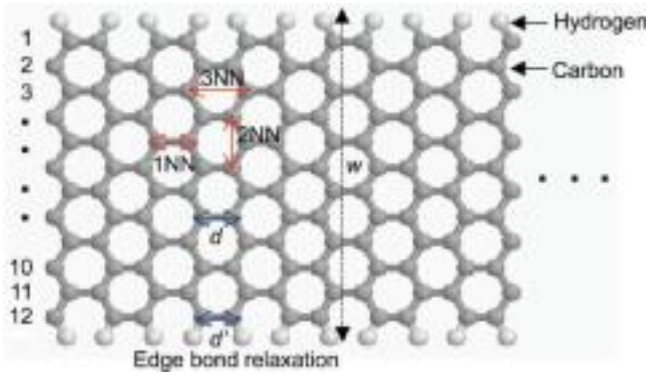


Figure 3-The atomic structure of an GNR

Figure 3 shows the interactions between the first nearest neighbor (1*NN*), the second nearest neighbor (2*NN*), and the third nearest neighbor (3*NN*) atoms. Thus this model has three models. Model 1 is the simple without edge bond relaxation and the 3NN interactions ($\gamma_3 = \Delta_{\gamma_1}$=0). Model 2 is the edge bond relaxation only($\gamma_3 = 0, \Delta_{\gamma_1} = -0.2$ eV). Model 3 considers both effects($\gamma_3 = -0.3$ eV, $\Delta_{\gamma_1} = -0.2$ eV).

2. Analytical Model

This article offers analyzed I-V characteristics of the transistor based on graphene ribbons with a vertical structure[3].

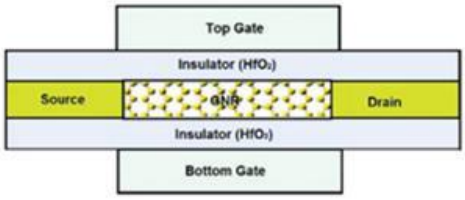


Fig.4 Shematics of double-gate GRN FET.

If we consider the linear dispersion law for carriers in graphene (1), the dependence of the effective mass on the concentration is given by the formula:

$$m \quad \frac{E_{cn}}{V^2} \tag{1}$$

where

$$E_{cn} = \gamma_1 * (1 + 2 * s * \cos(n\theta)) + \gamma_3 * (1 + 2 * \cos(2n\theta)) + 4 * \frac{\gamma_2 + \Delta_{\gamma 1}}{N+1} * \sin^2(n\theta)\ ) \tag{2}$$

and

$$(\hbar V_n)^2 = (3a_{cc})^2 * \begin{bmatrix} 0.5\gamma_1 * \cos(n\theta) * \begin{pmatrix} \gamma_1 + \gamma_3 * (1 + 2 * \cos(2n\theta)) \\ + 4 * \frac{\gamma_3 + \Delta_{\gamma 1}}{N+1} * \sin^2(n\theta) \end{pmatrix} - \\ -\gamma_2 * \left(\gamma_1 + 2 * \gamma_3 * \cos(2n\theta) + 4 * \frac{\gamma_3 + \Delta_{\gamma 1}}{N+1} * \sin^2(n\theta) \right) \end{bmatrix} \tag{3}$$

θ=π/(N+1),$E_{CN}$is the band edge energy of the n-subband. Alsoγ_1 = -3.2 eV,γ_2 =-0.3 eV- the first and third neighbor hopping parameters respectively, Δ_{γ_1}=-0.2 eV is used for the correction toγ_1 due to edge bond relaxation effect. The carrier density inside channel is given by

$$n_{1d} = \sqrt{\frac{k_b T}{2 * \pi * \hbar}} * \sqrt{m_n^*} \left[F_{-\frac{1}{2}}(ns) + F_{-\frac{1}{2}}(nd) \right] \tag{4}$$

where$F_{-\frac{1}{2}}$–integral Fermi-Dirac of order $\frac{1}{2}$

$$(ns) = (E_{fs} - E_{cn}) \div (k_b * T) \tag{5}$$

$$(nd) = (E_{fd} - E_{cn}) \div (k_b * T) \tag{6}$$

After that finaly equation is given by equation

$$I_d = \frac{e}{\pi * \hbar} * \int_{E_{cn}}^{\infty} (E_{fs}(E) - E_{fd}(E)) dE \tag{7}$$

When we integration eq.(7)

$$I_d = \frac{e * k_b * E}{\pi * \hbar} * \log\left(\frac{1 + \exp(ns)}{1 + \exp(nd)} \right) \tag{8}$$

3.Result

In this chapter we consider the effects of edge bond relaxation and the third nearest neighbor interaction, the simulation results are computed using three models.Also simulation model with different carbon atoms.

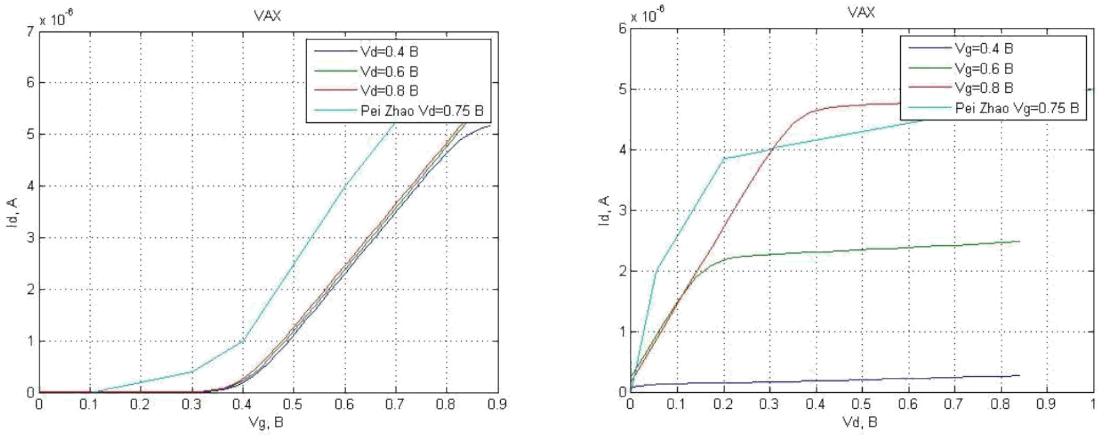


Fig.5 - Model 3 the interactions between the third nearest neighbor (3NN).

Figure 5 shows I-V characteristics analytical model of Graphene Nanoribbon Field Effect Transistors (GRN-FETs) based on vertical structure incorporating the effects of edge bond relaxation with armchair-edge GRN channels. Calculation has been compared with the result of Pei Zhao of Pei Zhao [4].

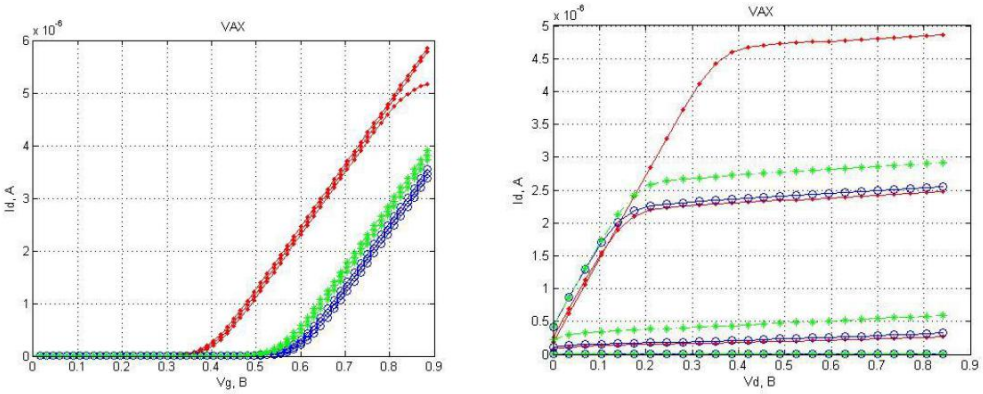


Fig.6 - Difference between the different nearest neighbor atoms (red line-3*NN*, green-2*NN*, blue-1*NN*)

In Figure 5 we can see how nearest neighbor atoms influence on the I-V characteristics.

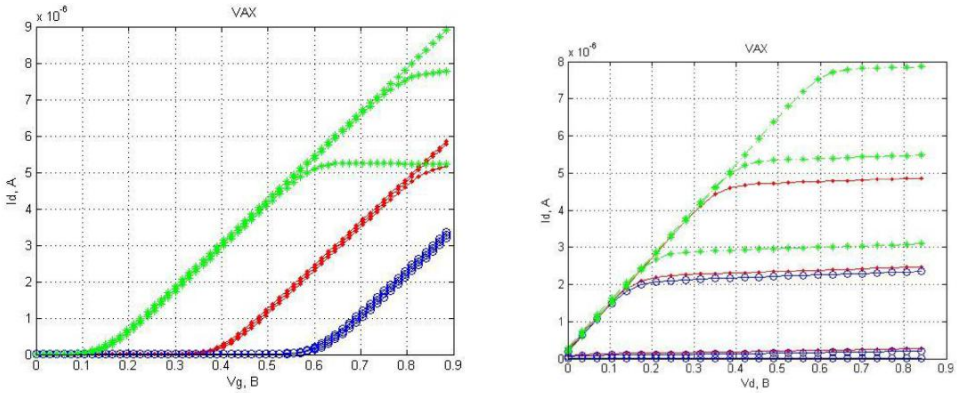


Fig.7 - Difference between the count of N(red line *N*=16, green *N*=15, blue *N*=17)

Result of Figure7 have shown that the I-V characteristics show smaller values of threshold voltage and large drain currents for the *N*=15 compared with *N*=16 and *N*=17.

4.Conclusion

In this article we investigation and simulation I-V characteristics analytical model of Graphene Nanoribbon Field Effect Transistors (GRN-FETs) based on vertical structure incorporating the effects of edge bond relaxation with armchair-edge GRN channels. This work calculated on the effects of edge bond relaxation and the third nearest neighbor interaction. Also amount of carbon atoms effect on the simulation I-V characteristics. Model of Graphene Nanoribbon Field Effect Transistors with N=15 has better ration $I_{on}/I_{of.}$ The finally, this structure is very effective in the use of digital electronics because has a larger ratio I_{on}/I_{of}.

REFERENCES

1. Omid Habibpour, “Fabrication, Characterisation and Modelling of Subharmonic Graphene FET Mixers”, “Terahertz and Millimetre Laboratory, Department of Microtechnology and Nanoscience, Chalmers University of Technology”, 2011, pp.1-36.

2. Л.А Чернозатонский, П.Б. Сокорин, А.А.Артюк, “Новые наноструктуры на основе графена”, “Успехи химии” 2014, pp.251-257.

3. George S. Kliros, “Analytical Modelling of Current-Voltage Characteristics of Ballistic Graphene Nanoribbon, Field-Effect Transistors”, “Nanoscale Research Letters”, 2014, pp.9-14.

4. Pei Zhao, “Analytical Theory of Graphene Nanoribbon TRANSISTOR”, “IEEE INTERNATIONWORKSHOP ON Design and Test of Nano Devices, Circuit and Systems”, 2008,pp.3-6

Рекомендовано до публікації: д.ф-м.н.,проф.Поплавко Ю.М.

КПІім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра МЕ, Київ, Україна

УДК 621.383.51: 598.735

ВПЛИВ СПИРТОВМІСТНИХ СПОЛУК НА ПРОЦЕС ТЕКСТУРУВАННЯ КРЕМНІЄВИХ ПІДКЛАДОК ДЛЯ СОНЯЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

В.С. Матківський, Д. О. Куліш
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail:matkivskyykp1@gmail.com , n2730kulish@yandex.ua

В даній роботі досліджувалась операція текстурування кремнієвих підкладок для тонкоплівкових сонячних елементів. Для текстурування було використано метод хімічного текстурування в розчині KOH з різними спиртовмістними добавками. Були наведені результати структурних досліджень кремнієвих підкладок та їх спектри відбивання.

In this work we studied the operation of texturing for silicone substrates for thin-film solar cells. As an texturing method the wet chemical texturing in KOH solutions with various organic alcohol additives was used. There are the results of structural studies of silicone substrates and their transmission spectra in the paper.

Ключові слова: *фотоелектричні елементи, текстура, травлення, рідинна обробка*.

Key words: *photovoltaic elements,texture, chemical etching,liquid handling.*

Вступ

Глобальне споживання енергії значно зросло з початку індустріальної революції у 18 столітті.Створення продукції і використання енергії на даний час для двох третіх світу здійснюється за рахунок емісії зеленої енергії. Фотовольтаїка – це швидко зростаюча галузь промисловості, про що свідчить щорічна статистика інсталювання сонячних елементів - СЕ (The Compound Annual Growth Rate - CAGR), яка показує, що приріст використання СЕ з 2000 до 2015 року становив 45%. Сонячні модулі, що базуються на кремнієвій технології налічують 93% від їх загального виробицтва у світі на 2015 рік [1]. Таким чином, основним бар'єром для збільшення використання кремнієвої сонячної енергетики досі залишається вартість сонячних елементів. А головним і найбільш впливовим фактором є варстість кремнієвих підкладок, яка становить 35% від вартості самого елементу. Рішення даної проблеми можливе при переході до економічних методів створення підкладок, наприклад групи методів, які базуються на різці монокристалічних злитків без втрат (kerflesswafering) [2]. Даний виробничий метод має дві основні та ключові переваги для СЕ кремнієвого покоління. Зниження витрат на створення підкладок та зменшення товщини підкладок до ультратонких (≤ 60 мкм), що в свою чергу впливає як на ККД кремнієвого СЕ, так і на зменшення кількості і вартості виробничих процесів. Для ультратонких кремнієвих підкладок звичайний вид кремнієвого текстурування, як правило, не використовують, адже після такого текстурування підкладка втрачає свою механічну стійкість, через видалення шару кремнію в 5-10 мкм за рахунок цієї операції. Таким чином,

операція текстурування повинна бути оптимізована для даного типу підкладок, що є можливим за рахунок використання субмікронного текстурування. При текстуруванні даного типу видаляється шар кремнію близько 3 – 5 мкм. Текстура, яка отримується може мати розміри від 3 мкм до 200 нм, тобто, розмір текстури стає співрозмірним з величиною хвилі. За рахунок такого текстурування збільшується ККД такого СЕ вже не за законами геометричної оптики, а законами фізичної оптики, тобто дифракції вищого порядку.

Основним завданням даної роботи є вирішення проблеми синтезу субмікронної текстури за допомогою хімічного текстурування, а також дослідження впливу етиленгліколю на структурні властивості кремнієвої поверхні та характеристики відбивання. Оптимізовану технологію можна буде використати для текстурування ультратонкихкремнівих підкладок і значною мірою знизити вартість технічної обробки для кремнівих пластин.

Синтез дослідних зразків

В даній роботі використовували підвид рідинного текстурування, який відбувався за допомогою розчину гідрооксиду калію та сполук на основі спирту для контролю швидкості травлення. При цьому були використані кремнієві підкладки типу КДБ-1 орієнтації (100) з одностороннім поліруванням.Перед проведенням операції текстурування зразки були очищені за наступними етапами: промивання в деіонізованій воді; очищення у розчині RCA1; промивання у HF кислоті; сушка потоком N_2.

Операція текстурування полягала у анізотропному травленню кремнієвих підкладок у KOH розчині. Загально відомо, що KOH розчин забезпечує значну швидкість травлення для (100) кристалографічної орієнтації. Недоліками такого травлення є неоднорідність текстури та швидке стравлення шарів кремнію. Ще однією рисою такого виду анізотропного травлення є те, що швидкість травлення для KOH розчину є обернено пропорційна його концентрації. Також травлення за допомогою KOH, на сьогодні, досі є не до кінця вивченим механізмом. Хімічні рівняння, що описують реакцію між калій гідрооксидом та кремнієм, наведено нижче [3]:

$$SI + 2OH^- \rightarrow Si(OH)_2^{2+} + 4e^-$$

$$4H_2O + 4e^- \rightarrow 4H_2O^-$$

$$4H_2O^- \rightarrow 4OH^- + 2H_2$$

$$Si(OH)_2^{2+} + 4OH^- \rightarrow SiO_2(OH)_2^{2-} + 2H_2$$

Рідинне субмікронне текстурування являє собою травлення кремнієвих підкладок в KOH розчині з додаванням спиртовмістних домішок, як етиленгліколь (EG) та ізопропі́ловий спирт. В даній роботі було використано рецепт для текстурування, розроблений згідно літературних джерел - [3, 4], в якому були використані наступні відносні частки: KOH – 2%, IPA – 14%, EG – 0.2 – 0.91%, деіонізована вода – 83%. При цьому в роботі досліджувався вплив кількості етиленгліколю в межах 1 – 4,5 мл.

Ізопропіловий спирт (IPA) при кипінні створює маску навколо кремнієвої підкладки, роблячи поверхню гідрофобною. Таким чином, швидкість травлення зменшується, етиленгліколь повинен впливати на гомогенність текстури, його молекули можуть осідати на

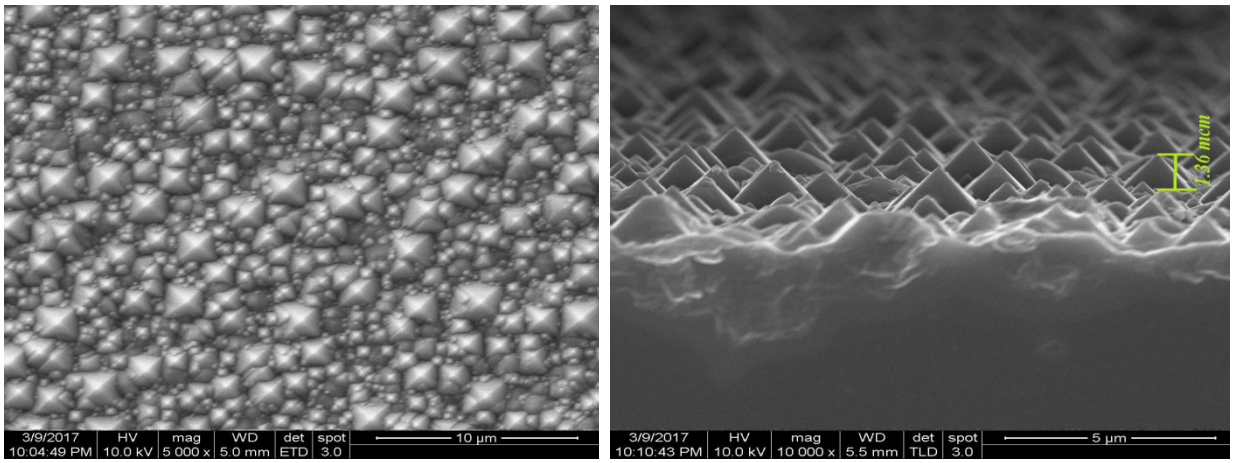
поверхню таким чином створюючи маску, що буде заважати травленню в глибину підкладки за теорією щодо взаємодії спиртовмістних сполук у процесі текстурування [6].

Спочатку розчин з KOH (45%) та деіонізованою водою нагрівають до температури 83° С. Для початку травлення потрібно після нагрівання додати (IPA) та дати випаруватися розчину до початкового об'єму. Для насичення розчину атомами кремнію, туди потрібно занурити чистий кремній, або його порошок 4,2 г на кожні 300 мл деіонізованої води у розчині. Після цього знову був доданий IPA і EG. Далі в розчин занурювались підкладки, колба з розчином накривалась для запобігання швидкого випаровування IPA, операція травлення тривала від 5 до 30 хв. Після чого над зразками проводили операцію очистки у розчині RCA-1 (Деіонізована вода, гідро-оксид амонію, гідроген пероксид) та промивання у HF, сушку.

Поверхневу структуру зразків дослідили методом електронної скануючої мікроскопії (Nova SEM – Scanning Electron Microscope), оптичні властивості вивчались двопроменевим спектрофотометром CARY 100 Conc. UV-VisibleSpectrophotometer.

Результати досліджень

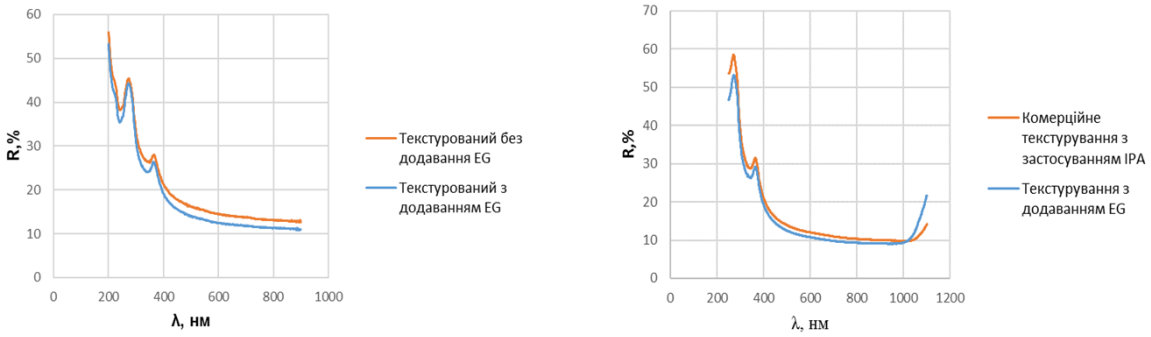
Після текстурування досліджувалась топографія поверхні кремнієвих підкладок. Як видно з рис.1, А, поверхня текстурованої підкладки вкрита пірамідальними утвореннями, що свідчить про якісне анізотропне травлення поверхні, але між цими утвореннями можна спостерігати ділянки зародків пірамід, що розподілені по поверхні нерівномірно. На рис. 1, Б представлене зображення текстурованої підкладки (вигляд збоку), звідки видно, що текстурована поверхня характеризується не рівномірним розташуванням однорідних пірамідальних утворень, висота яких складає близько 200 нм - 2 мкм. За рахунок неоднорідності хімічної реакції, травлення відбувається не однаково на всій площині пластини, що і впливає на розмір пірамідальних утворень на поверхні. Через спричинення такої неоднорідної морфології процесом рідинного текстурування на поверхні кремнієвої підкладки буде діяти два різні механізми захоплення світла – на основі геометричної та фізичної оптики.



А Б

Рис. 1. СЕМ зображення поверхні текстурованих кремнієвих підкладок: А) вигляд зверху; Б) вигляд збоку

На рис. 2.а показані спектри відбивання кремнієвих підкладок, текстурованих з та без додавання EGy розчині. Можна спостерігати зменшення коефіцієнта відбивання на 3% для діапазону довжин хвиль 400-800 нм, що може бути обумовлене утворенням субмікронної текстури змішаного розміру і зростанням захопленню світла як за законами геометричної оптики, що має місце в результаті стандартної операції текстурування (на основі KOH та IPA), так і за законами фізичної оптики, що характерно для субмікронного текстурування (на основі KOH та IPA з додаванням етиленгліколю). Дослідження впливу концентрації етиленгліколю на спектри відбивання встановило, що оптимальною концентрацією є 1 мл EG, що забезпечує мінімальний досягнутий в даній роботі показник відбивання 10%. Рис. 2.б демонструє різницю між комерційним текстуруванням (об'ємне відношення реагентів:KOH – 5%, IPA – 5%, деіонізована вода 90%. Температура процесу 70-70 °C, час від 40 до 55 хв), що застосовується при виробництві кремнієвих ФЕП та рецепту використаного в даній роботі. Звідки видно, що різниця відбивання на всьому спектрі від 1000 нм до 200 нм, становить 2% на користь використання EG, як добавки у процесі текстурування. Варто зазначити, що здійснення комерційного текстурування займає приблизно 40-50 хв, використаний рецепт з додаванням EGвідповідно мав час процесу – 25 хв.



А Б

Рис. 2. Спектри відбивання текстурованих Si підкладок : А) з та без додавання етиленгліколю; Б) порівняння комерційного рецепту текстурування та з додаванням етилен гліколю

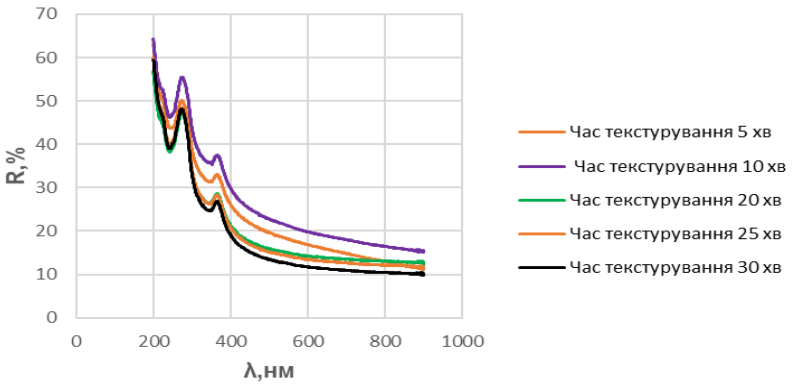


Рис. 3. Спектри відбивання текстурованих Si підкладок в залежності від часутекстурування

На рис.3 наведено спектри відбивання текстурованих кремнієвих підкладок в залежності від часу текстурування з додаванням однакової концентрації EG (1 мл), звідки видно, що відбивання майже в усьому видимому спектрі зменшується зі зростанням часу текстурування. Очевидно, що час текстурування обумовлював розмір та форму текстури – чим більший час травлення, тим більш розвинута структура формується на поверхні кремнієвої пластини, тим менший коефіцієнт відбивання.

Висновки

За допомогою методу рідинного анізотропного травлення з додаванням спиртовмісних сполук вдалося отримати текстуровану поверхню, висота якої є менше, ніж використовується в промисловості – від 200 нм до 3 мкм, що в подальшому може бути використано для створення ультратонких текстурованих кремнієвих підкладок. Був досліджений вплив EGтаIPAна процес тестурування. Оптимальним режимом для операції субмікронного текстурування є температура процесу 83-86˚ С, час текстурування від 20 до 35 хв та кількість EG 1 мл.

Література

1. Burger Bruno, Kiefe Klaus. Photovoltaics report //FraunhoferInstitute for Solar Energy Systems, Freiburg, 2016. – P. 2-7.
2. SerraJ.M., Maia AlvesJ.,Vallera A.M. Progress and challenges for cost effective kerfless Silicon crystal growth for PV application // Journal of Crystal Growth – 2016. – P.1 – 4.
3. Nestor Jose, Quiebras Ximello Wet chemical textures for crystalline silicon solar cells. — Konstanz.: Faculty of Sciences: Department of Physics, 2013 – P. 65 – 95.
4. Zubel Irena, Kramkowska Małgorzata The effect of alcohol additives on etching characteristics in KOH solutions // Sensors and Actuators A. Vol.101. – 2002. – P. 255 – 261.
5. William L. Bailey, Michael G. Coleman, Tempe; Cynthia B. Harris, Phoenix; Israel A. Lesk Texture etching of silicon: method // Unated States Patent (4,137,123) – 1979.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., ст. викладач Коваль В.М.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра МЕ, Київ, Україна

УДК 621.372.41

ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДУ ТОНКОГО ДІЕЛЕКТРИЧНОГО РЕЗОНАТОРА ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ АНІЗОТРОПІЇ ДІЕЛЕКТРИКІВ

Н.В. Мегедь
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: meged.natalya@gmail.com

В роботі запропоновано використання методу тонкого діелектричного резонатора для дослідження природних анізотропних властивостей діелектриків та анізотропних властивостей викликаних зовнішніми впливами. Метод перевірено на монокристалах LiNbO3.

In the paper the method of a thin dielectric resonator for studying the natural properties of anisotropic dielectrics and anisotropic properties caused by external influences is presented. Method is tested on a monocrystalline of LiNbO3.

Ключові слова: *метод тонкого діелектричного резонатора, діелектричний резонатор,анізотропія, діелектрична проникність, гібридна мода***.**

Key words: *method of thin dielectric resonator, dielectric resonator, anisotropy, permittivity,hybrid mode.*

Вступ

В останні роки, багато досліджень спрямовано на отримання анізотропних монокристалічних діелектриків спеціального призначення і вивчення їх властивостей. Анізотропія являється характерною властивістю для кристалічних структур, ґратки яких не мають вищої кубічної симетрії. В свою чергу, анізотропія може бути викликана внаслідок дії зовнішніх сил, наприклад, дії електричного чи магнітного поля, механічної деформації, тощо [1].

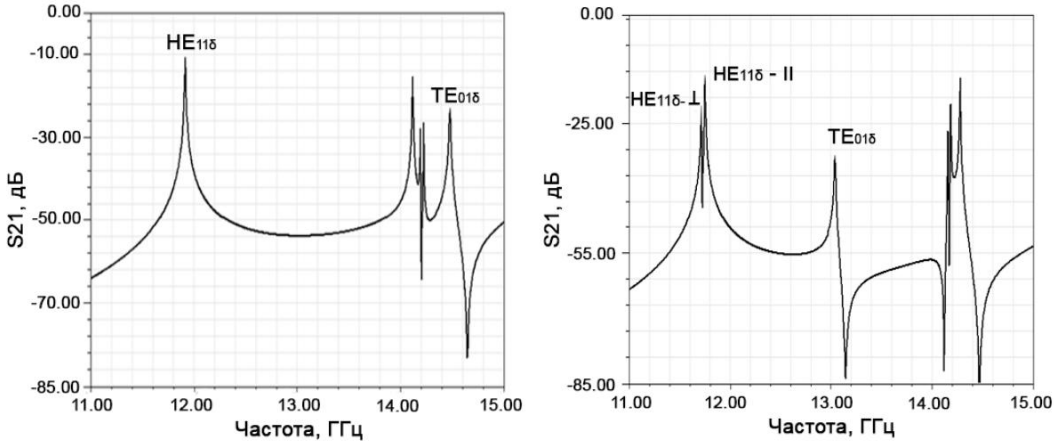
Монокристалічні діелектрики з анізотропними властивостями використовують в тонких і надтонких шарах, властивості яких можуть суттєво відрізнятися від властивостей об'ємних матеріалів, саме тому, досить важливо розробити ефективний метод дослідження анізотропії в тонких структурах.

Метод тонкого діелектричного резонатора

Для дослідження анізотропії діелектриків – як природної, так і викликаної зовнішніми впливами, пропонується метод тонкого діелектричного резонатора (ДР).

ДР, як і в звичайному металевому об'ємному резонаторі, може існувати нескінченне число мод. Серед них виділяють чотири основні категорії: TE_{mnp}, TM_{mnp}, HE_{mnp} та EH_{mnp}, де m, n і 4. – числа, що описують хвильову картину в азимутному, радіальному і осьовому напрямах. Зазвичай, для вимірювання параметрів діелектриків використовують моду $TE_{01\delta}$, однак для запропонованого методу найбільший інтерес представляє гібридна мода HE вякій присутні всі шість компонент поля.

ДР, НЕ мода може бути представлена у вигляді суми двох лінійно поляризованих взаємно перпендикулярних хвиль. Для ідеально симетричного ДР, обидві хвилі мають однаковіпостійні поширення та фазові швидкості, при цьому спостерігається пік коливання $HE_{11\delta}$ моди (рис. 1,*а*). При відхиленні від ідеальної геометрії або наявності анізотропії діелектричної проникності, фазові швидкості відрізняються і спостерігаються два відносно близьких резонанси - $HE_{11\delta-\perp}$та $HE_{11\delta-\parallel}$(рис. 1,*б*).



а *б*

Рис. 1. Частотна залежність коефіцієнта передачі екранованого ДР S21 геометрія якого близька до ідеального квадрату (а) та з відхиленням геометрії від квадрату (б)

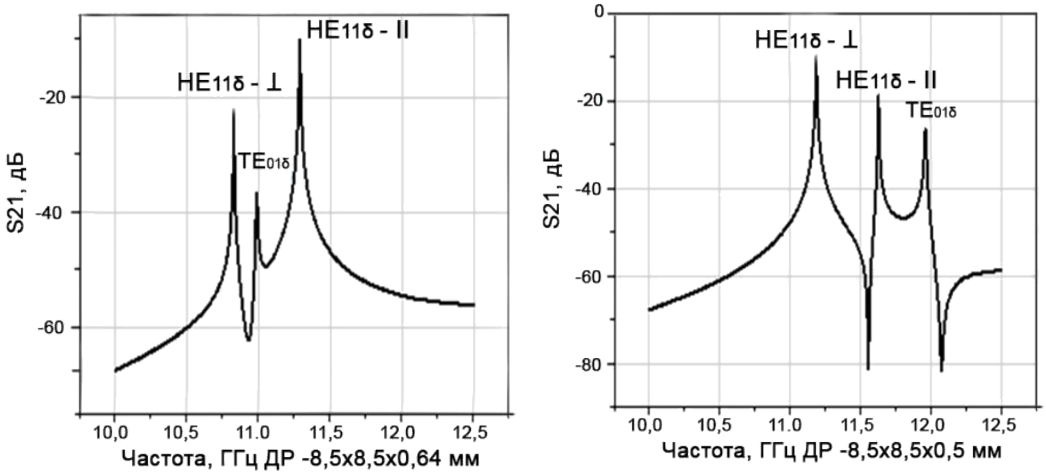
При збільшенні відхилення геометрії резонатора від ідеальності або при зростанні коефіцієнта анізотропії, відстань між резонансними піками HE11δ-⊥ та HE11δ-∥ зростає. Для діелектриків з одновісною анізотропією така розбіжність визначається коефіцієнтом анізотропії ε∥/ε⊥.

Вимірювання методом діелектричного резонатора базується на вимірюванні відстані між резонансними піками $HE_{11\delta-\perp}$та $HE_{11\delta-\parallel}$.

Випробовування методу

Перевірка працездатності і надійності методу тонкого резонатора для дослідження анізотропних кристалів проводилася на монокристалах $LiNbO_3$ характеристики яких досить добре вивчені.

Дослідження показали, що резонансні частоти залежать від товщини анізотропного ДР і надійні дані можна отримати при товщині менше ніж 0,6 мм і більше 0,8 мм, тобто поза області виродження $LiNbO_3$. На рис. 2,*а* видно, що поблизу області частот виродження (при товщині 0,64 мм), відбувається взаємовплив мод і придушення ТЕ моди, що істотно збільшує помилку вимірювань, тоді як при товщині 0,5 мм (рис. 2,*б*), резонанси чітко розділені. Подальше зменшення товщини ДР веде до рознесення піків гібридної НЕ моди, та підвищення чутливості методу.



а *б*

Рис. 2. Залежність коефіцієнта передачі екранованого ДР S_{21} від частоти LiNbO3 для ДР товщиною 0,64 мм (а) та ДР товщиною 0,5 мм (б)

Отримані частотні залежності були оброблені за допомогою спеціалізованих програм, за отриманими результатами була побудована номограма для визначення діелектричної проникності за резонансними частотами (рис. 3.). З технічних причин, моделювання виконане для ізотропного матеріалу, однак, воно добре узгоджується з експериментом для анізотропного ДР з LiNbO3 та відомими діелектричними параметрами LiNbO3 в області надвисоких частот [2].

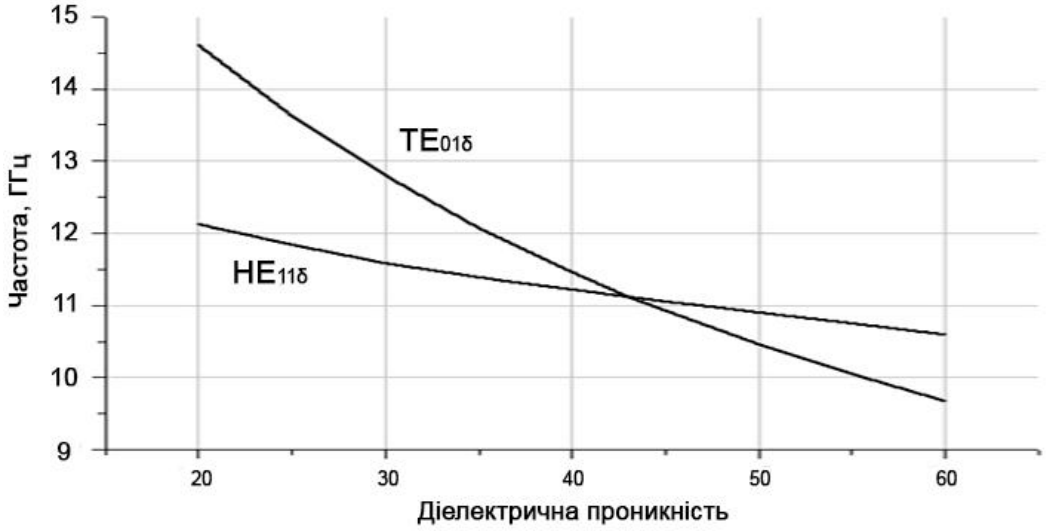


Рис. 3. Номограма для визначення діелектричної проникності по резонансним частотам ТЕ і НЕ мод

На рис. 4. наведені експериментальні та розрахункові залежності S21 від частоти для ДР з LiNbO3, з геометричними розмірами 8,5x8,5x0,5 мм. Для даного зразка розбіжність частот для

ортогональних мод $HE_{11\delta-\perp}$склала ~ 0,4%, для $HE_{11\delta-\parallel}$~ 0,3% і для моди ТЕ ~ 1%. Відхиленнямоди ТЕ обумовлено відносно близьким розташуванням області виродження і, як наслідок, більш суттєвим зв'язком між модами.

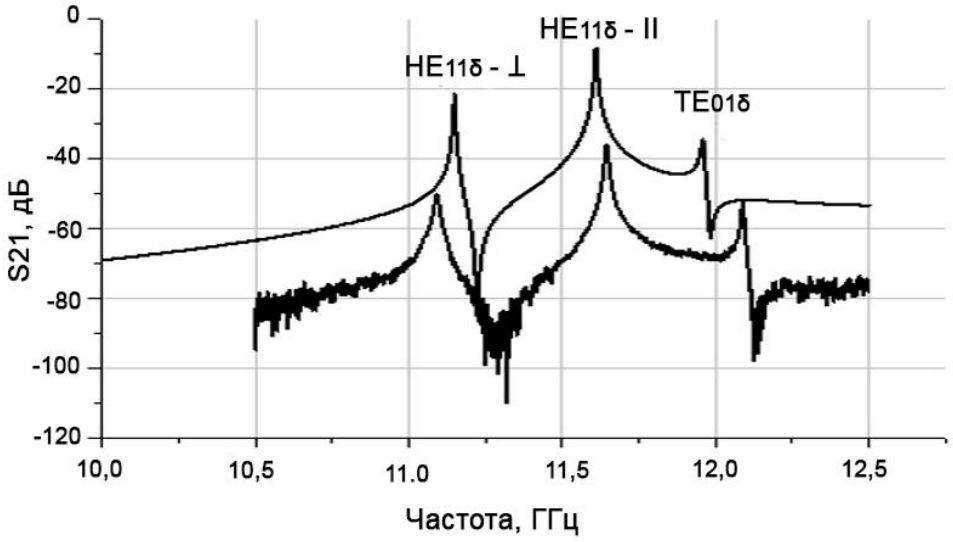


Рис. 4. Залежність S_{21} від частоти $LiNbO_3$ДР товщиною 0,5 мм, розрахунок та експеримент.

Описаний метод можна використовувати для розрахунку добротності та для визначення температурних залежностей добротності і ефективної проникності ДР.

Висновки

В основі розглянутого метода тонкого діелектричного резонатора лежить можливість розкласти гібридну моду НЕ на складові. Анізотропія визначається на основі вимірювань відстані між піками резонансів гібридної НЕ моди. Детальні тестування методу тонкого діелектричного резонатора показали його придатність для дослідження діелектричних характеристик анізотропних матеріалів в тонких шарах.

Розбіжність між експериментальними та теоретичними значеннями частотної залежності коефіцієнта передачі екранованого ДР для зразка $LiNbO_3$ товщиною 0,5 мм склала від 0,3% до 1%, що зумовлено взаємозв'язком між модами внаслідок відносно близького розташування області виродження.

Література

1. Битнер Л.Р., Материалы и элементы электронной техники: Учебное пособие. – Томск.: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 203. – 169 с.
2. Wong K.K., Properties of Lithium Niobate. – London.: The Institution of Electrical Engineers, 2002. – 396 p.

Рекомендовано до публікації: к.т.н.,доц.Татарчук Д.Д.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра МЕ, Київ, Україна

УДК535.371

СПЕКТРЫ ПОГЛОЩЕНИЯ И ОТРАЖЕНИЯ НАНОКОМПОЗИТНЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ СЕРЕБРА

Докладчик: В. П. Секер, Б. Б. Бабыч
Научный руководитель: А. В. Мачулянский
КПИ ім. Ігоря Сікорського, Факультет электроники, Киев, Украина,

Предметомисследования являлись нанокомпозиты на основенаночастиц серебра в матрице диоксида титана нанесенного на стеклянную подложку. Для исследования спектральных характеристик реакций на электромагнитное излучение использовано методику на основе метода матриц переноса. Анализ спектральных зависимостей коэффициента поглощения и отражения наносистем на основе наночастиц серебра в оксиде титана в спектральном диапазоне от 0,3 до 1,9 мкм показал, что при добавлении в состав структуры наночастиц серебра наблюдается значительное изменение спектральных характеристик. Таким образом можно управлять его оптической селективностью.

The subjects of the study were nanocomposites based on silver nanoparticles in a matrix of titanium dioxide deposited on a glass substrate. To investigate the spectral characteristics of reactions to electromagnetic emitting, a technique is used based on the transfer matrix method. Analysis of the spectral dependences of the absorption coefficient and the reflection of nanosystems based on silver nanoparticles in titanium oxide in the spectral range from 0.3 to 1.9 μm showed that when a silver nanoparticle structure is added to the structure, a significant change in the spectral characteristics is observed. Thus, it is possible to control its optical selectivity.

Ключевые слова: *наноразмерные частицы, поглощение, отражение, спектроскопия, нанокомпозиты.*

Key words: *nanosized particles, absorption, reflection, spectroscopy, nanocomposites.*

Вступление

В настоящее время активно ведутся исследования, связанные с возбуждением локализованного плазмонного резонанса наночастиц металлов. Привлекательность нанoплазмоники состоит, прежде всего, в том, что благодаря плазмонам можно концентрировать электромагнитную энергию в малых объемах. Плазмоны обладают гигантским дипольным моментом и являются эффективными посредниками при взаимодействии этих малых объемов со световой волной. Данное резонансное взаимодействие сопровождается рядом оптических эффектов, таких как увеличение эффективности поглощения света, усиление люминесценции и комбинационного рассеяния, которые успешно применяются для повышения эффективности работы преобразователей энергии, управления светом в оптоэлектронике, повышения разрешающей способности микроскопов.

В оптике металлических наноструктур остается еще много нерешенных вопросов как фундаментального, так и технологического характера. С теоретической точки зрения наиболее интересные проблемы состоят в последовательном учете поверхностных эффектов при описании коллективных электронных возбуждений в системах с большим числом электронов. Решение этих проблем позволит проектировать и создавать функциональные устройства на основе наноструктурных систем с заданными характеристиками [1, 2].

Цельюданной работы является исследование влияния структурных параметров нанокомпозитов на основе наночастиц серебра на спектры поглощения и отражения.

Предметомисследования являлись нанокомпозиты на основенаночастиц серебра в матрице диоксида титана нанесенного на стеклянную подложку.

Для использования спектральных характеристик реакций на электромагнитное излучение использовано методику на основе метода матриц переноса, представленного в работе [3].

В качестве входных данных наноразмерных пленок серебра использовались результаты, полученные нами с помощью экспериментально-аналитического метода, которые представлены в работе [4]. В свою очередь в качестве электромагнитных параметров оксида титана использовались данные, представлены в работе [5].

Исследования спектров

Примеры спектральных зависимостей коэффициента поглощения и отражения наносистем на основе наночастиц серебра в оксиде титана в спектральном диапазоне от 0,3 до 1,9 мкм представлены на рис. 1 и рис. 2 соответственно.

Из рисунка 1 видно, что при изменении концентрации наночастиц серебра в диэлектрической матрице диоксида титана в интервале от 30 до 80 процентов приводит к увеличению коэффициента поглощения от 0,05 до 0,8 в диапазоне длин волн 0,3-0,8 мкм. Повышая концентрацию наночастиц серебра край полосы поглощения смещается от 0,8 до 0,4 мкм. При этом уровень поглощения увеличивается от значений 0,56 (при степени заполнении 30% и длине волны 0,78 мкм) до 0,9 (при степени заполнения 80% и длине волны 0,4 мкм). При этом ширина полосы поглощения уменьшается.

Аналогичные явления наблюдается при исследовании коэффициента отражения. На приведенном графике (рис.2) положение пика почти не меняется, однако увеличение концентрации наночастиц серебра приводит к сужению спектра отражения от 0,8 мкм (при степени заполнении 30%) до 0,4 (при степени заполнении 80%).

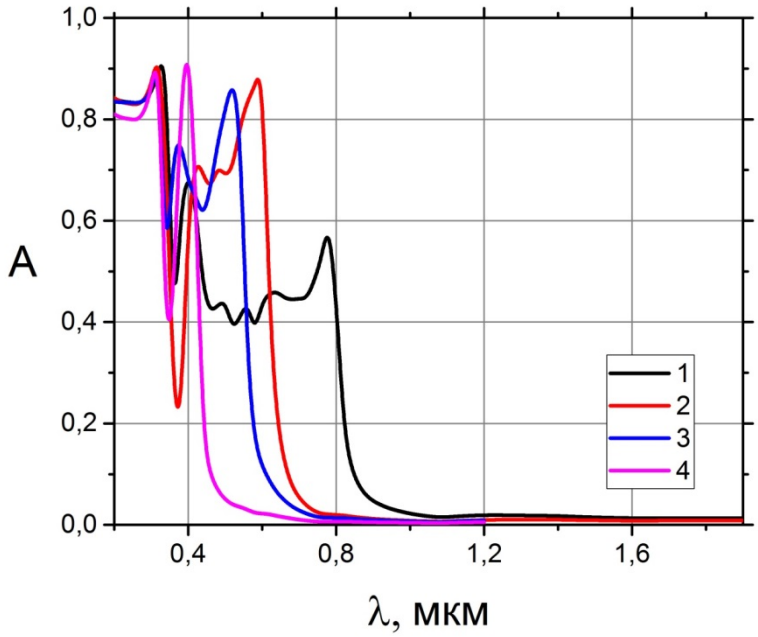


Рис. 1. Спектральная зависимость коэффициента поглощения нанокомпозитов на основе наночастиц серебра при различных значениях их концентрации: 1 – f=30% (x=0,7); 2 - f=50% (x=0,7); 3 - f=50% (x=1); 4 - f=80% (x=1).

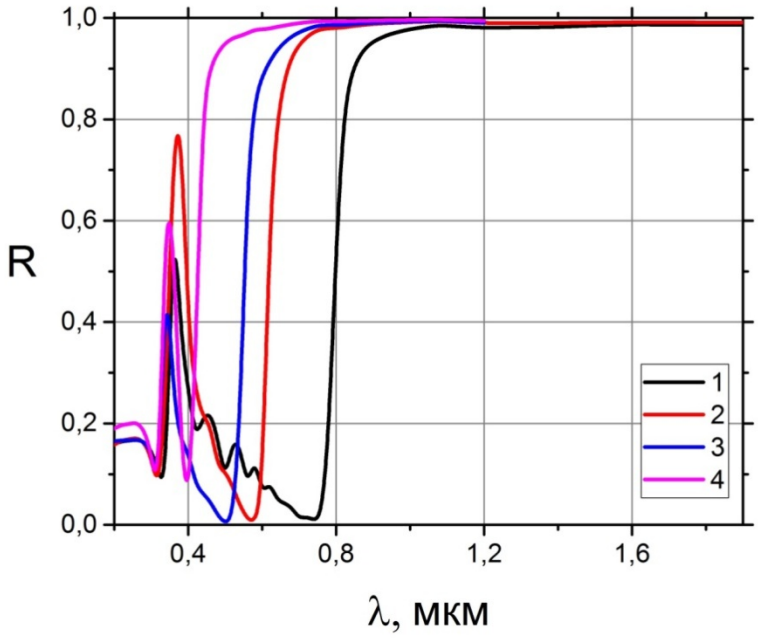


Рис. 2. Спектральная зависимость коэффициента отражения нанокомпозитов на основе наночастиц серебра при различных значениях их концентрации: 1 – f=30% (x=0,7); 2 - f=50% (x=0,7); 3 - f=50% (x=1); 4 - f=80% (x=1).

Выводы

Таким образом, сравнительный анализ спектральных зависимостей коэффициента поглощения и отражения наносистем на основе наночастиц серебра в оксиде титана в спектральном диапазоне от 0,3 до 1,9 мкм показал, что при достижении заполнения наночастицами в пленке порядка 30% величина поглощения достигает максимального значения при длине волны 0,3 мкм. При дальнейшем добавлении в состав структуры наночастиц серебра наблюдается смещение максимума поглощательной способности в других участках спектра. Ширина спектра поглощения уменьшается, а уровень поглощения увеличивается от 0,8 мкм (при степени заполнении 30% и уровне 0,45) до 0,45 мкм (при степени заполнения 80% и уровне 0,7). В свою очередь при исследовании коэффициента отражения, положение пика почти не меняется, однако увеличение концентрации наночастиц серебра приводит к сужению спектра отражения от 0,8 мкм (при степени заполнении 30%) до 0,4 (при степени заполнении 80%).

Полученные результаты представляют интерес для прогнозирования спектральных характеристик поглощения и отражения композитов на основе наночастиц серебра для использования в качестве оптических фильтров.

Литература

1. Tang H., Li F., Shinar J. Bright high efficiency blueorganiclight–emitting diodes with A1203/A1 cathodes // Appl. Phys. Lett. –1997. – Vol. 71. –P.2560–2564.
2. Li F., Tang H., Anderegg J., Shinar J. Fabrication and electroluminescence of double–layered organic light emitting diodes with the A1203/A1 cathode //Appl. Phys. Lett. – 1997. – Vol. 70. – P. 1233–1239.
3. Калитеевский М.А., Программа для расчета распространения света в слоистых средах // Окно в микромир. 2002. Выпуск 4, 48с.
4. Бондарь Е.А., Мачулянский А.В., Родионов М.К Оптическая проводимость и удельное поглощение мезоскопических металлических частиц // Журнал прикладной спектроскопии. – 1992. – Том 56. – №3. – С. 441–445.
5. Золотарев В.М., Морозов В.Н., Смирнова Е.В. Оптические постоянные природных и технических сред.// Л.: Химия, Ленинградское отделение. 1984, 215 с.

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доц. А. В. Мачулянский

КПИ им. Игоря Сикорского, Факультет электроники, кафедра МЭ, Киев, Украина

УДК 621.3

МЕТАЛО-СТИМУЛЬОВАНЕ ХІМІЧНЕ ТРАВЛЕННЯ КРЕМНІЄВОЇ ПЛАСТИНИ ДЛЯ СОНЯЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Д.О. Куліш

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail:KulishDimaa@gmail.com

Представлено метод модифікації кремнієвих пластин для сонячних елементів за допомогою хімічного травлення з використанням металу з метою зменшення відбивання сонячного випромінювання та відповідно, збільшення ККД.

In this work the method of formation of silicon wafers for solar cells by means of chemical etching using the metal to reduce reflection of sunlight and consequently, increasing efficiency was presented.

Ключові слова: *хімічне травлення кремнію,сонячні елементи,методMCXT.*

Key words: *chemical etching of silicon, solar cells, the method MACE.*

Вступ

Видобуток енергії з альтернативних джерел стає все популярнішим. Один з найдоступніших та найбільш екологічних способів — встановлення сонячних батарей. Вперше цей вид енергії використали в кінці XIX століття у США — сонячна батарея живила американський супутник «Венгард». Нині ж світовим лідером з використання таких установок є Китай, де сонячні колекторні нагрівачі займають 80% ринку. Що ж до України, то в анексованому Криму діє найбільша сонячна електростанція (СЕС) у Європі. Всього за9хвилин Земля отримуєбільше енергії від Сонця, ніж людство робить за весь рік. Ця енергія поставляється безкоштовно і не робить впливу на навколишнє середовище. Сонячна енергія являє собою сферу значимих інвестицій в умовах зниження запасів нафти і газу.

Майбутнє — за альтернативними джерелами енергії, бо вони майже безкоштовні (природні вітри, енергія Сонця, земного тепла), безпечні і не пов'язані із шкідливими викидами. Ще одна перевага — автономність, відсутність необхідності передавати енергію на великі відстані, що супроводжується її великими втратами та забрудненням довкілля, наприклад електромагнітним при транспортуванні електроенергії високої напруги. Проблема альтернативних джерел енергії особливо актуальна на фоні повідомлень про те, що запаси нафти, газу будуть вичерпані через 30-50 років, вугілля — через 200-300 років. Енергетичні джерела — основа незалежності будь-якої держави. Це особливо актуально для України, промисловість якої витрачає в 4-5 разів більше енергії, ніж будь-яка країна Європи, що робить продукцію не конкурентоспроможною [1].

Дана галузь має безліч переваг, але існує ряд технологічних проблем. Однією з них є покращення поглинання світла. Використовуються певні операції – текстурування [2], використання просвітлюючого покриття [3], нанесення наночастинок [4], витравлювання наностовпчиків [5] тощо.

Для текстурування поверхні кремнієвих пластин найбільш широко використовується спонтанне анізотропне хімічне травлення в гарячих лужних розчинах. При такому травленні на поверхні кремнієвих пластин утворюються чотирьохгранні піраміди, які спрямованні вершинами догори. Утворення пірамід пов'язано з тим, що швидкість травлення кремнію для площини (100)вища, ніж для площини (111). Одним з найбільш важливих та критичних параметрів при текстуруванні є концентрація розчину. Дослідження показали, що для кожного з розчинів існує свій діапазон концентрацій, в якому відбиття мінімальне. Це пов'язано з тим, що саме в цих діапазонах концентрацій травлення кремнію є анізотропним. При підвищенні концентрації розчину травлення стає ізотропним і утворення пірамід не відбувається. Іншими параметрами процесу є температура та термін травлення [6].

Витравлювання наностовпчиків є дуже ефективним методом підвищення ефективності ФЕП, розглянемо досить перспективний метод метало-стимульоване хімічне травлення (МСХТ).

Відомі два варіанти реалізації методу. В першому варіанті використовується одна операція селективного хімічного травлення кремнію в розчині, що містить іони металу та фтористоводневу кислоту (HF). При цьому відбувається осадження частинок металу на поверхні монокристалічного кремнію та водночас травленням кремнію з утворенням наностовпчиків. В другому варіанті спочатку формуються наночастинки металу (рис.1) на поверхні кремнію, а потім хімічне травлення в розчині, що містить HF та перекис кисню H_2O_2 (рис.2). Такий режим дає можливість більш точно контролювати структурні параметри сформованих наностовпчиків [5].

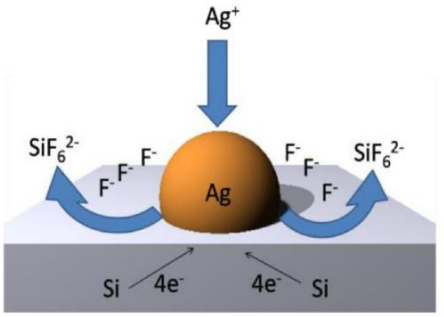


Рис. 1. Осадження срібла на поверхні кремнію [5].

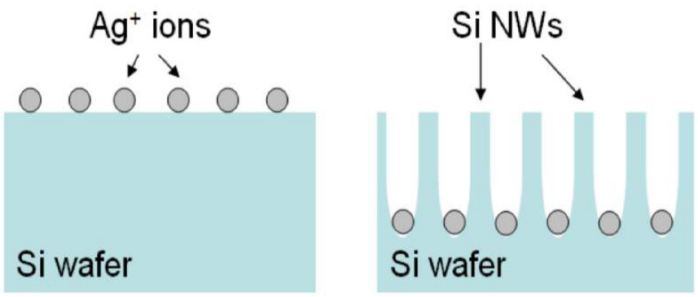


Рис.2. Утворення наностовпчиків [5].

Мета роботи модифікувати поверхню кремнієвих пластин методом МСХТ задля того, щоб у подальшому збільшити ефективність сонячних елементів.

Експериментальна частина

В ході експериментальної частини досліджувалися такі типи зразків: 1) КДБ-10, <100>; 2) КДБ-1, <100>;3) КЕФ-3, <100>. Дослідні зразки були порізані за допомогою скрайбера на квадрати 1×1 см та попередньо очищені у стандартних розчинах RCA-1, RCA-2 та у розчині плавикової кислоти.

Першою частиною експерименту по формування наностовпчиків було формування цільових розчинів для подальшої роботи з досліджуваними кремнієвими пластинами. Для першого етапу було створено розчин №1 таким чином – спочатку відважувалось 68 мг

нанопорошку $AgNO_3$, який далі розчиняли в 10 мл H_2O, додали 40% розчину HF (4,42 мл) та додали H_2O до отримання 20 мл розчину.

Для другого етапу було створено наступний розчин (№2) – до H_2O_2 (0,78 мл) було додано H_2O (30 мл), а вже після цього 40% HF(11 мл), перемішавши отриманий розчин слід додати H_2O до отримання 50 мл кінцевого розчину.

І етап – осадження срібла. Досліджувану пластину витримано в розчині №1 на протязі 20 – 25 с ($t_{трав.1}$), після чого в ході огляду спостерігалося жовте забарвлення на її поверхні (табл.1). Потім пластину промито у деіонізованій воді.ІІ етап – травлення кремнію. Після першого етапу пластину було розміщено до розчину №2, де вона травилась на протязі 30 – 90 хв ($t_{трав.2}$) (табл.1). Потім її було промито в деіонізованій воді та просушено в центрифузі.

Характеристики досліду для кожної досліджуваної пластини наведено в табл. 1.

Таблиця 1. Характеристики травлення пластин та їх структурні властивості.

№ зразку	Тип підкладки	$t_{трав.1}$, с	$t_{трав.2}$, хв	С.к.з. шершавості, нм	Висота наностовпчиків, мкм
1	КЕФ-3	20	30	-	-
2	КДБ-1	25	30	-	-
3	КДБ-10	20	30	81	0.25-0.3
4	КЕФ-3	20	90	270	0.7-0.8
5	КДБ-1	25	90	225	0.6-0.7
6	КДБ-10	20	90	300	1-1.2

Не залежно від режиму травлення поверхня кожного зразку зазнавала змін, тобто була структурно модифікована, однак в різній мірі. В роботі досліджувався вплив типу підкладки та часу травлення на структурні властивості кремнієвої пластини. Так, часу травлення пластини в 30 хв виявилося недостатнім для того, щоб отримати розвинену поверхню, що випливає зі значення с.к.з. шершавості (81 нм) та висоти стовпчиків (0,25-0,3 мкм) (рис.3,а). При збільшенні часу травлення до 90 хв с.к.з. шершавості та висота стовпчиків становили 300 нм та 1-1,2 мкм відповідно (рис.3,б). Слід відмітити, що при цьому використовувались зразки КДБ-10.

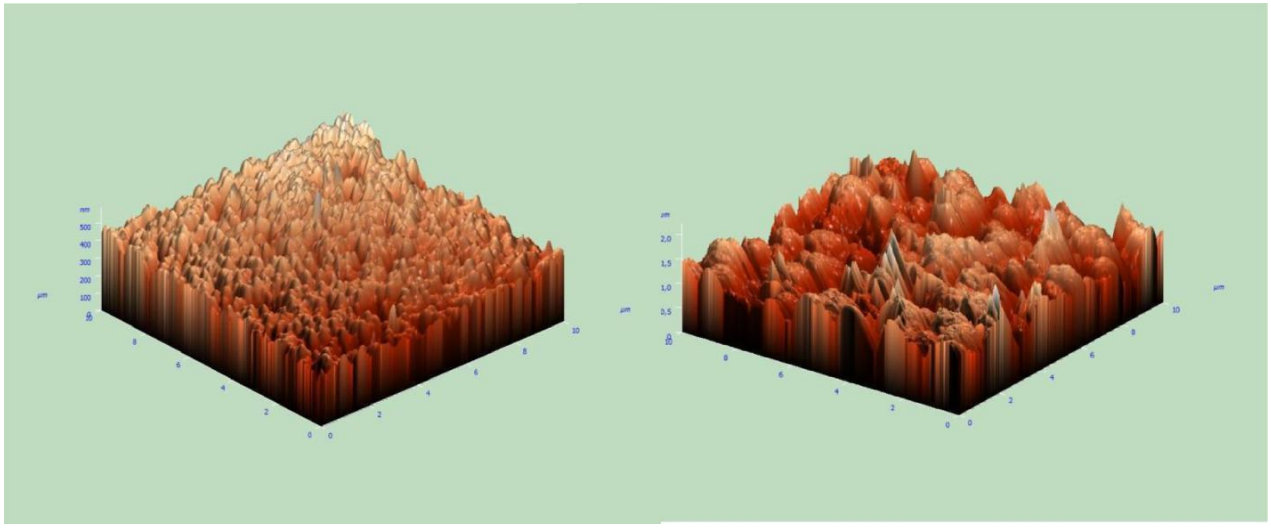


Рис.3. АСМ-знімки поверхні кремнію, що ілюструють вплив часу травлення: а) зразок №3; б) зразок №6.

Далі в роботі було досліджено вплив типу підкладки (рис.4). При цьому було встановлено однозначну залежність питомого опору та структурних характеристик поверхні пластини, а саме: при зростанні питомого опору пластини, отже, зменшенні рівня легування, зростає рівень її структурної модифікації (рис.3, б та рис.4). Зміна питомого опору за схемою 1 Ом*см – 3 Ом*см – 10 Ом*см призводить до зростання як с.к.з. шершавості 225нм — 270 нм – 300нм, так і висоти стопчиків 0,6-0,7 мкм – 0,7-0,8 мкм – 1-1,2 мкм (табл.1). Встановлена закономірність узгоджується із залежністю швидкості травлення пластини з її рівнем легування.

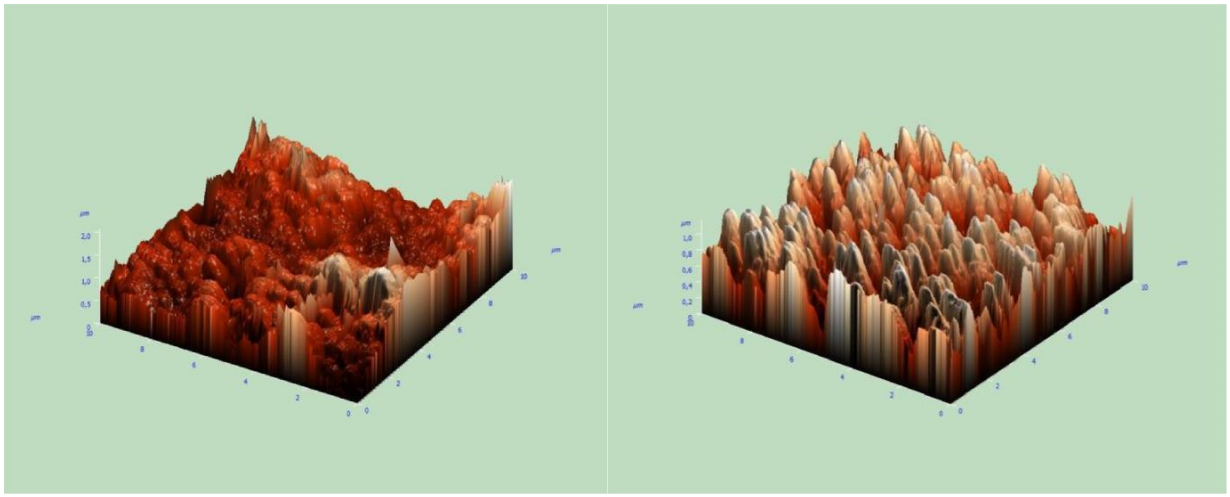


Рис.4. АСМ-знімки поверхні кремнію, що ілюструють вплив часу травлення: а) зразок №4; б) зразок №5.

Аналіз поверхні на основі АСМ знімків зразків на основі КДБ-10 (рис.3, б), КЕФ-3 (рис.4, а) та КДБ-1 (рис.4, б) встановив, що саме на підкладках КДБ-1 були сформовані наностовпчики правильної конусоподібної форми, що рівномірно розташовані по поверхні кремнієвої пластини.

Висновки

В даній роботі досліджувалось формування наностовпчиків на поверхні кремнієвої пластини методом метало-стимульованого хімічного травлення. При цьому досліджувався вплив типу підкладки та часу травлення. Було встановлено, що найбільшою рівномірністю розташування наностовпчиків по поверхні пластини характеризуються саме підкладки КДБ-1 з часом травлення 90 хв. У подальшому планується використати одержані пластини для синтезу на їх основі сонячних елементів.

Література

1. https://ecology.unian.ua/alternativeenergy/1112310-perspektivnist-vikoristannya-energiji-sontsya.html
2. Shengyao Y., Peiqi G. The effects of different parameters of pyramidal textured silicon surface on the optical reflectance // Solar Energy. – 2016. – Vol. 134, P. 392-398.
3. Chen C-N. et al. Antireflection coating of SiO_2thin film in dye-sensitized solar cell prepared byLPD //Journal of Nanoscience and Nanotechnology.– 2017. –Vol.1, P. 12-16.
4. Дорофеев С.Г. и др. Применение тонких пленок из наночастиц кремния для увеличения эффективности солнечных элементов // ФТП. – 2013. – Т.48, С. 375-383.
5. McSweeney W., et al. Metal assisted chemical etching of silicon and the behaviour of nanoscale silicon materials as Li-ion battery anodes // Nano Research. – 2014. – P. 2-4.
6. Лєнков С.В., та інші. Підвищення ефективності кремнієвих фотоелектричних перетворювачів за допомогою текстурування їх поверхні // Сенсорна електроніка і мікросистемні технології. – №2. – С.58-62

Рекомендовано до публікації: к.т.н., ст. викладач Коваль В.М.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра МЕ, Київ, Україна

УДК 621.382.002

ФОТОЕЛЕКТРИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НА ГЕТЕРОСТРУКТУРІ GAALAS/GAAS

В.А. Іващук
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: ivashchukk@gmail.com

Представлено технологію виготовлення і конструкцію фотоелектричних перетворювачів на гетероструктурі GaAlAs/GaAs. Зроблено акцент на технологію формування омічних контактів до шарів *n*-GaAsi *p*-GaAs.

Отримані приладидемонструють параметри, які відповідають рівню параметрів приладів зарубіжних фірм.

Presented in manufacturing and design of photovoltaic cells on the hetero GaAlAs / GaAs. Made focus on the technology of ohmic contacts to the n-GaAs layers and p-GaAs.

The resulting devices show parameters that correspond to the level of options instruments of foreign firms.

Ключові слова: *фотоелектричний перетворювач,гетероструктура, напівпровідник.*

Key words: *photoelectric converter, heterostructure, semiconductor.*

Вступ

A_3B_5 напівпровідникові сполуки такі, як GaAs, GaAlAs, GaInAsP, InAs, InSb, InP мають майже ідеальні характеристики для фотовольтаїчного перетворення сонячного світла. Єдиним обмеженням для їх широкомасштабного застосування як поглинаючих матеріалів в сонячних елементах є висока собівартість.

Переваги сонячних елементів з гетеропереходами полягають у наступному:

1) у збільшенні спектрального відгуку в короткохвильовому діапазоні за умови, що енергія фотона досить велика і фотони з високою енергією поглинаються в збідненому шарі другого напівпровідника;

2) у зменшенні послідовного опору за умови, що перший напівпровідник можна сильно легувати, не погіршуючи при цьому умови проходження світла;

3) у високій радіаційній стійкості, якщо перший шар напівпровідника досить товстий і напівпровідник має широку заборонену зону;

4) у здатності перетворювати сильно концентроване сонячне світло (до 1000-2000 сонць), що відкриває хороші перспективи суттєвого зниження площі і вартості сонячної батареї;

Завдяки високій ефективності, температурній стабільності і малій чутливості до радіаційного опромінення фотоелектричні перетворювачі (ФЕП) на основігетероструктур (ГС) є найперспективніші для використання в космосі. При цьому найбільш широко застосовуються однопереходні ФЕП на основі гетероструктур GaAs-$Al_xGa_{1-x}As$ і двохперехідні (тандемні) ФЕП на гетероструктурах GaAs (Ge)-AlGaAs-InGaAs.Як правило, в якості підкладки найчастіше використовується GaAs. Для оптимізації параметрів сонячних елементів використовується

самий широкий спектр A_3B_5 напівпровідникових сполук у різних комбінаціях, але найчастіше використовуються саме GaAs і InP

Конструкція і технологія фотоелектричних перетворювачів на гетероструктурі GaAlAs/GaAs

Технологія формуваннягетероструктури GaAlAs/GaAs.

У дані роботі ГС формувалась методом рідиннофазної епітаксії(РФЕ).ГС GaAlAs-GaAs були вирощені на фірмі «Карат».

Вирощування гетероструктур AlGaAs / GaAs методом рідиннофазної епітаксії грунтується на розчиненні As в розплавах галію і сплаву AlGa знаступним осадженням шарів $Al_xGa_{1-x}As$ на кристалічну підкладку. Установку для вирощування виготовляють з високочистих графіту і кварцу, а саме вирощування здійснюють в середовищі високочистого H_2.

ГС n-GaAs(підк.)-n-GaAs-p-GaAs-p-AlGaAs-p^+-GaAs формувалися за двостадійною технологією РФЕ в температурному інтервалі 800-650°С. Ця технологія передбачає на першому етапі нарощування на підкладці n^+-GaAs, орієнтованої в кристаллографічній площині (100), шару n-GaAs товщиною 10 мкм, а потім буферного варізонного епітаксійного шару n-$Al_xGa_{1-x}As$, легованого оловом, з концентрацією електронів n ≈ (3-5) • $10^{17}см^{-3}$. Галієвий розплав, з якого нарощувався шар n-GaAs, легований Yb в межах від $5•10^{-3}$ до $1,5•10^{-2}$ ат.%, А концентрація Al становила - $4•10^{-2}$ ат.%. Діапазон концентрацій Al і Yb був обраний на основі раніше проведених досліджень в роботі. При цих концентраціях досягаються високі рухливості основних носіїв. На межі розділу підкладка-шар концентрація AlAs становить ~ (3-6) моль%, а ближче до поверхні вміст AlAs зменшується до нуля. Варізонний шар формувався завдяки тому, що при нарощуванні шару в широкому температурному інтервалі (~ 200 ° С) галієвий розплав швидко збіднюється по алюмінію внаслідок більших значень коефіцієнта сегрегації алюмінію.

На другій стадії нарощувалось прозоре для сонячного випромінювання широкозонне вікно p-$Al_xGa_{1-x}As$ з x = 0,7-0,8 товщиною 0,5-0,7 мкм і концентрацією дірок - (7-8)$•10^{17}$ $см^{-3}$. Роль цього вікна полягає в пасивации фотоактивних областей і зменшенні рекомбінаційних втрат. У процесі нарощування шару p-$Al_xGa_{1-x}As$ відбувається дифузія цинку з розплаву галію в буферний n-GaAs. Формується p-n-перехід заглиблений у шар n-GaAs в 0,8 -1,0 мкм щодо металургійної межі розділу n-GaAs/p-$Al_xGa_{1-x}As$. Досить велика глибина залягання p-n-переходу зменшує ймовірність появи струмів втрат, в свою чергу забезпечує відтворюваність характеристик ФЕП і дозволяє отримувати зразки значної площі. На поверхні широкозонного шару кристалізується контактний шар p-GaAs товщиною 1,5-2 мкм з концентрацією дірок (3-5)$•10^{18}$ $см^{-3}$. У процесі виготовлення ФЕП, цей шар у місцях, незахищених контактними провідними шинами, видаляється.

Технологія формування омічних контактів.

До омічних контактів виставляються жорсткі вимоги щодо величини питомого контактного опору, теплової стабільності та радіаційної стійкості. В умовах космосу ростуть вимоги до морфології поверхні контактів, однорідності розподілу їх електричних параметрів по площі.

Перед металізацією з поверхні GaAs хімічним методом були зняті оксиди галію і миш'яку, а також вуглецю, тому що при значному шарі окислів розплавлена евтектика проникає в напівпровідник нерівномірним фронтом, а вуглець заважає заміщенню вакансій галію германієм[1]. Поверхня GaAs перед нанесенням металізації оброблялася хімічним травником протягом 3 секунд H_2SO_4 - H_2O_2 - H_2O (1: 8: 200). Це дозволило отримати хорошу стехіометрію поверхні для подальшого нанесення контактної системи.

Омічні контакти формувалися до підкладки n^+-GaAs - тильний суцільний контакт, і фронтальний в вигляді контактної сітки на епітаксійний шар p-GaAs, вирощений РФЕ.

Тильний контакт складається зі сплаву золота з германієм AuGe (88:12), які наносили з випарників спеціальної конструкції, товщина шару - AuGe становила 50 нм. Золото Au товщиною 400 нм наносився резистивним напиленням, температура підкладки 150-200°С.

Проводилася оптимізація температури сплавлення контакту в залежності від концентрації домішок. Омічні контакти формувалися в печі в середовищі водню при температурі 420°С протягом 30 секунд[2].

Топологія лицьових контактів до p-GaAs формувалася зривною літографією. Лицевий контакт складається з Ti-Ti_xN_{1-x}-Au, товщиною, відповідно 70: 20-30: 400 нм. Титан Ti наносився електронно-променевим напиленням у вакуумі $0{,}8\cdot10^{-5}$Па при температурі підкладки 80°С. Нітрид титану Ti_xN_{1-x} є антидифузійним шаром, наносився за допомогою технологічної оснастки для формування плазми азоту, цейшар запобігає дифузії золота в підкладку. Як антидифузійнийшар можна було використовувати Mo, Pd, Pt. І останнім наносився шар Au товщиною 400 нм резистивним напиленням.

Конструкція ФЕП.

Конструкція ФЕП на ГС GaAlAs-GaAs, виготовлених в НДЛ «Напівпровідникових перетворювачів»представленана рис. 1.

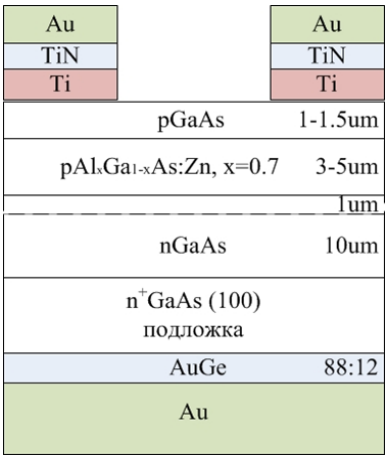


Рис. 1. – Конструкція ФЕП на ГС GaAlAs-GaAs.

Параметри ФЕП

Вимірювання основних параметрів досліджуваного ФЕП проводилися на спеціальному приладі. Тестер розроблений на основі системи на кристалі PSoC фірми Cypress. В основу

вимірювань узятий так званий чотирьохточковими метод вимірювання ВАХ. Програмне забезпечення дозволяє перераховувати результати вимірювання до стандартних умов, наприклад температури 25°С. ВАХ і параметри ФЕП на ГС GaAlAs-GaAsпредставленіна рис. 2.

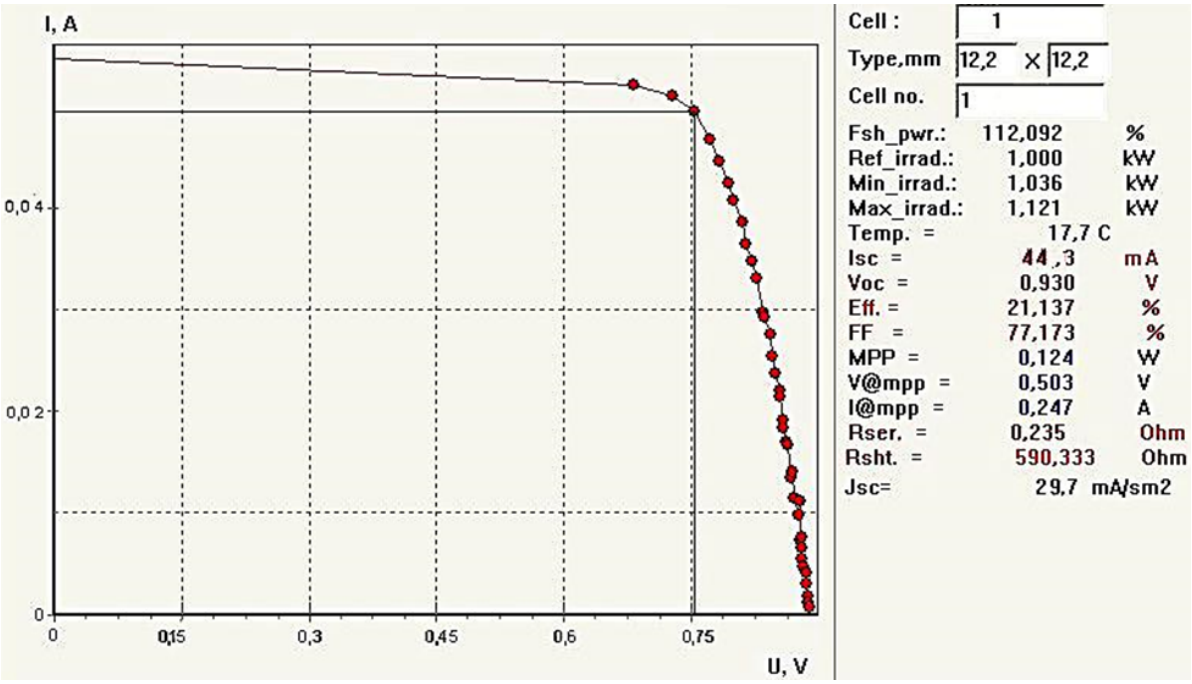


Рис. 2. – ВАХ і параметри ФЕП на ГС GaAlAs-GaAs КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Висновки

Оптимізована технологія виготовлення ФЕП на гетероструктурі GaAs-$Al_xGa_{1-x}As$ дозволила реалізувати прилади з параметрами, які відповідають рівню параметрів приладівзарубіжних фірм [3].

Завдяки високій ефективності, температурній стабільності і малій чутливості до радіаційного опроміненняФЕП на основіГС є перспективними для використання в космосі.

Література

1. Braslau M. Alloyed ohmic contacts to GaAs / J.Vac.Sci.Technol.- 1981.- 19, №3.- P.803-807.
2. VIII Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених "Електроніка-2015" НТУУ «КПИ», В.А. Іващук, В.А. Левченко, І.І. Савенко «ТЕПЛОВІ РЕЖИМИ ФОРМУВАННЯ ОМІЧНИХ КОНТАКТІВ ДО АРСЕНІДУ ГАЛІЮ», с. 114
3. M. Meusel1, W. Bensch1, T. Bergunde1, R. Kern1, V. Khorenko, W. Köstler1, G. LaRoche1, T. Torunski1 DEVELOPMENT AND PRODUCTION OF EUROPEAN III-V MULTI-JUNCTION SOLAR CELLS. http://azurspace.com/images/pdfs/Download%20PDF_6.pdf

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доцент. Іващук А.В.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра МЕ, Київ, Україна

УДК 535.365

АНАЛІЗ СПОСОБІВ РЕАЛІЗАЦІЇ НАНОРОЗМІРНИХ СТРУКТУР ДЛЯ СТВОРЕННЯ ОПТИЧНИХ МІЖЗ'ЄДНАНЬ НА КРИСТАЛІ

О. Ю. Ковальчук, доц. Мачулянський О.В
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: k__inform@mail.ru

В даній роботі представлений аналіз способів реалізації плазмонних хвилеводів у вигляді нанорозмірних компонент на кристалі для оптичних міжз'єднань в пристроях обробки інформації.

In this paper was presented an analysis of the ways to realize Plasmon waveguides in the form of nanoscale components on a crystal for optical interconnections in information processing devices.

Ключові слова: *плазмонні хвилеводи, нанорозмірні компоненти, оптичні міжз'єднання***.**

Key words: *Plasmon waveguides, nanoscale components, optical interconnections.*

Вступ

На сьогодні сучасні мікропроцесори мають тактову частоту, що не перевищує декількох гігагерц через проблеми з тепловідводом з інтегральних схем із-за високого тепловиділення. З цієї причини на початку двохтисячних років почався перехід на багатоядерні технології, які дозволяють продовжити збільшувати продуктивність мікропроцесорів без збільшення їх тактової частоти. Значною мірою продуктивність мікропроцесорів визначається ефективністю комунікацій між ядрами. Це означає, що важливу роль грають міжз'єднання на кристалі, які повинні мати високу пропускну спроможність, високу міру інтеграції і низьке енергоспоживання. Проте електричні міжз'єднання використовуються на межі своєї пропускної спроможності і не задовольняють вимогам сучасної багатоядерної архітектури [1].

Відповідно потрібний перехід на нові технології комунікації на кристалі, що задовольняють ряду вимог, основними з яких є масштабованість, відтворюваність і планарність.

Найбільш перспективним вирішенням даної проблеми є впровадження оптичних міжз'єднань на верхніх рівнях інтегральних схем, оскільки оптичні хвилеводи володіють шириною смуги пропускання більше 1 Тбіт/с при субмікрометровому розмірі поперечного перерізу. Не дивлячись на великий прогрес в області діелектричних хвилеводів фотоніка має фундаментальне обмеження на розміри, які диктуються дифракційною межею. Використання фотонних компонент накладає фізичне обмеження на ступінь інтеграції.

Отже потрібний пошук нових способів комунікацій на кристалі, і найбільш перспективним рішенням цієї проблеми є перехід від об'ємних оптичних хвиль до поверхневих плазмон-поляритонів (ППП). Вони є поверхневими хвилями, що поширюються уздовж межі розділу метал-діелектрик і характеризуються коротшими довжинами хвиль та високою локалізацією електромагнітного поля [2,3].

Плазмонні хвилеводи дозволяють підвищити локалізацію електромагнітного поля і зменшити відстань між двома хвилеводами до величини порядку 100нм, що дозволяє більш ніж на порядок підвищити ступінь інтеграції. Проте використання металів веде до омічних втрат, і чим вище локалізація, тим велика частка електромагнітного поля ППП знаходиться в металі, і тим вище втрати. Ця проблема актуальна не лише для міжз'єднань. Вона є фундаментальною для усієї плазмоніки і перешкоджає створенню пристроїв на основі поверхневих плазмонів і ППП.

Вирішенням могло б бути використання матеріалів альтернативних золоту і сріблу, які давали б менші втрати.

Аналіз основних типів плазмонних хвилеводів

1. Ланцюжки металевих наночастинок

У ряді робіт по поширенню плазмонів пропонується структура, що складається з ланцюжка срібних або золотих наночастинок, розміром не більше 100нм [4,5] (рис1.). Перевагою наночастинок є те, що на певних частотах поле досить добре локалізоване. До основних недоліків цієї структури можна віднести: високу дисперсію і дисперсію групових швидкостей із-за її періодичності, небажані віддзеркаленняя при зв'язку такого роду хвилеводу з іншими фотонними і плазмонними хвилеводами, довжина пробігу ППП менше довжини хвилі світла або порівнянна з нею.

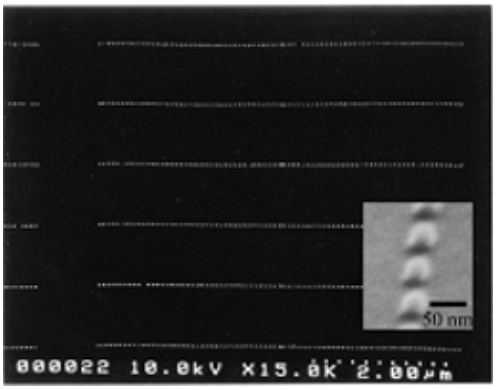


Рис.1. Знімок ланцюжка золотих наночастинок, отриманий за допомогою растрового електронного мікроскопа [5].

2. Діелектрик-метал-діелектрик хвилеводи

Одним з найпоширеніших типів плазмонних хвилеводів є хвилеводи типу діелектрик-метал-діелектрик (ДМД). Ця структура має дві моди: симетричну і антисиметричну (Рис.2) [6-8]. Симетрична мода характеризується значно великим хвилевим числом, чим антисиметрична мода при фіксованій частоті, відповідно, глибина проникнення електромагнітного поля в оточуючі плівку діелектрики менше, отже поле набагато краще локалізоване. Проте це призводить до великих омічних втрат і, відповідно, довжина пробігу досить маленька. Проте довжину пробігу антисиметричної моди можна збільшити за рахунок зменшення товщини металевої плівки. Але розміри не дозволяють застосовувати цю моду усередині чіпу [9].

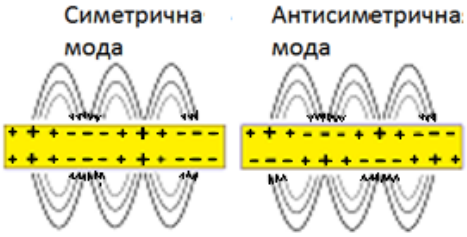


Рис.2. Якісний розподіл зарядів і хід силових ліній поза ядром хвилеводів ДМД структури [6-8].

3. Метал-діелектрик-метал хвилеводи

Хвилеводи метал-діелектрик-метал (МДМ) на оптичних частотах мають глибину проникнення електромагнітного поля в метал всього 20-25 нм, тобто розмір моди по одному виміру можна знизити практично до розміру самого хвилеводу. Також МДМ хвилеводи мають металеві обкладинки, що дозволяють використовувати їх в якості електроду, а значить ця структура має хороші електрооптичні властивості [10, 11]. Проте існує проблемма пов'язана з омічними втратами в металі (рис.3).

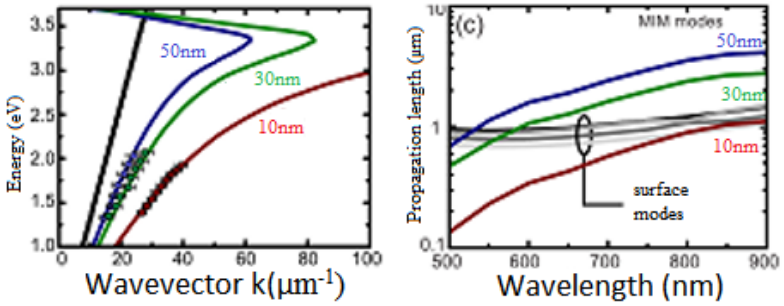


Рис.3. Дисперсійні криві (зліва) і залежності довжини пробігу від довжини хвилі світла (справа) для структури Ag/SiO2/Ag при різних значеннях проміжку між срібними шарами [12].

Довжина пробігу ППП досить мала і залишається проблема локалізації поля в поперечному перерізі, тоді як при зменшенні ширини хвилеводу виникає ситуація аналогічна проблемі локалізації поля у плоскому конденсаторі: вплив крайових ефектів буде настільки великий, що локалізація поля в поперечному напрямі буде ненабагато менше, ніж у фотонних хвилеводах, тоді як довжина пробігу ППП буде на 3-4 порядок менше.

4. Навантажені діелектриком плазмонні хвилеводи

Дані структури представляють собою діелектричне ядро прямокутної форми в перерізі, розташоване на металевій плівці (Рис.4) і є спробою зменшення розміру моди ППП, що поширюються по металевій плівці. Особливістю навантажених діелектриком плазмонних хвилеводів є існування напрямленої ТМ моди навіть при нескінченно малих розмірах діелектричного ядра [13]. Для того, щоб мінімізувати розмір моди, потрібно збільшити показник заломлення ядра, наприклад використати відповідні матеріали, а також оптимізувати геометричні параметри ядра - ширину *w* і висоту *h*. Враховуючи однакову важливість розміру

моди і довжини пробігу можна досягти маленького розміру моди (для плазмонних хвилеводів), проте абсолютне значення довжини пробігу ППП хоча і більше, ніж у інших типів хвилеводів при тому ж розмірі моди, але не перевищує 10мкм, чого не вистачає для створення міжз'єднань на кристалі [14].

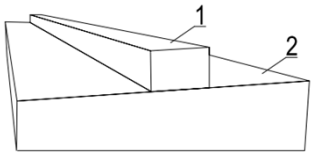


Рис.4. Схематичне зображення навантаженого діелектриком плазмонного хвилеводу : 1 - діелектрик, 2 – метал.

5. Гібридні оптичні хвилеводи

Гібридний оптичний хвилевід складається з діелектричного нанодроту з високим показником заломлення, відокремленого від металевої поверхні нанорозмірним діелектричним проміжком з малим показником заломлення. Особливістю цієї структури являється діелектричний проміжок: електромагнітне поле виштовхується з середовищ з високим показником заломлення (напівпровідника і металу) і концентрується в проміжку, що дозволяє досягти меньших втрат в порівнянні з попереднім типом хвилеводів, де проміжок між металом і напівпровідником відсутній. Довжина пробігу скалдає 30-100 мкм, в той час як електромагнітне поле добре локалізовано в проміжку. У дійсності такий гібридний хвилевід приблизно в два рази краще, ніж навантажений діелектриком плазмонний хвилевід. Головним недоліком цієї структури є відсутність можливості використання металу в якості електроду, оскільки він відокремлений шаром ізолятора від напівпровідника. Цей недолік багаторазово знижує переваги структури, і її застосування в оптоелектроніці стає практично неможливим.

6. Канальні плазмонні хвилеводи

Основа роботи цих структур лежить у використанні профілю металевої поверхні для обмеження поперечного розміру моди. Було показано, що уздовж каналів трикутного перерізу, вирізаних в металевій плівці можуть поширяться ППП [15]. Незважаючи на високі значення параметрів поперечнного розміру моди, який може складати 600нм на телекомунікаційних довжинах хвиль, цей тип хвилеводів не може бути застосований в реальних оптичних інтегральних схемах, оскільки процес виготовлення каналів дуже складний, дорогий і не розрахований на масове виробництво. А довжина пробігу не перевищує декількох десятків мікрометрів, що недостатньо для створення міжз'єднань на кристалі і компонентів для них.

Висновки

Аналіз основних типів плазмонних хвилеводів показав, що існуючі варіанти зменшення розміру моди або не дають можливість досягти субхвилевих поперечних розмірів, або довжина пробігу ППП не перевищує 10-20мкм, що не дозволяє отримати надкомпактні компоненти для оптичних міжз'єднань на кристалі. Причиною цьому являється той факт, що, зменшуючи розмір

моди, зменшується доля ППП, локалізована в діелектрику, а, отже, доля ППП в металі зростає, що веде до збільшення омічних втрат.

Варіантом вирішення задач в цій області є створення нових способів компенсації втрат в ППП і інтеграції активних плазмонних хвилеводів на одному кристалі.

Література

1. D.A.B. Miller, H.M. Ozaktas, Limit to the Bit-Rate Capacity of Ekectrical Interconnects from the Aspect Ratio of the System Architecture // Juurnal Parallel and Distributetd Computing 41, 5252 (1997).
2. S.I.Bozhevolnyi, ed., Plasmonic Nanoguides and Circuits (Pan Stanford Publ., 2008).
3. R.Zia, J.A. Schuller, A. Chndran, M.L. Brongersma, Plasmonics: the next chip-scale technology //Materials Today 9(7-8), 20-27 (2006).
4. M.L. Brongersma, J.W. Hartman, H.A. Atwater, Electromagnetic energy transfer and switching in metal nanoparticle chain arrays below the diffraction limit // Physical Review B 62, R16 356 (2000).
5. S.A. Maier, M.L. Brongersma, P.G. Kik, H.A. Atwater, Observation of near-field coupling in metal nanoparticle chains using far-field fdg polarization spectroscopy // vgbdPhysical Review B 65, 193408 (2002).
6. D. Yu. Fedyanin, A.V. Arsenin, V.G.Leiman, A.D. Gladun, Surface plasmon-polaritons with negative and zero group velociries propagatinf in thin films //Quantum Electronics 39, 745-750 (2009).
7. E.N. Economou, Surface plasmon in thin film // Physical Review 182. 539 (1969).
8. J.J. Burke, G.I. Stegeman, T. Tamir, Surface-polariton-like wave guided by thin lossy metal film // Physical Review B 33, 5186 (1868).
9. M.N. Zervas, Surface plasmon-polriton waves guided by thin metal film // Optics Letters 16, 720 (1991).
10. P. Neutens, P. Van Dorpe, I. De Vlaminck, L.Lagae, G.Borghs, Electrical detection of confined gap plasmons in metal-insulator-metal waveguides //Nature Photonics 3, 283-286 (2009).
11. J.A. Dionne, K. Diest, L.A. Sweatlock, H.A. Atwater, PlasMOStor: A Metal-Oxide-Si Field Effect Plasmonic Modulator // Nano Letters 9, 897-902 (2009).
12. M. Kuttge, W.Cai, F.J. Garcia de Abajo, A. Polman, Dispersion of metal-insulator-metal plasmon polaritons probed by cathodoluminiscence imaging spectroscope // Physical Review B 80, 033409 (2009).
13. A.V. Krasavin, A.V Zayats Silicon-based plasmonic waveguides // Optics Express 18, 11791-11799 (2010).
14. V.A. Zenin, V.S. Volkov, Z. Han, S.I. Bozhevolnyi, E. Devaux, T.W Ebbesen, Dispersion of strongly confined channel plasmon polariton modes // Journal of Optical Society of America B 28, 1596-1602 (2011).
15. J.Q. LU, A.A. Maradudin, Channel plasmons //Physical Review B 42, 11159-11165 (1990).

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. А. В. Мачулянский

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра МЕ, Київ, Україна

УДК 621.382

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ P-N-P (N-P-N) СТРУКТУР

Г.В. Шевлякова
КПИ им. Игоря Сикорского, Факультет електроники, Киев, Украина, e-mail: evro78@gmail.com

В данной работе представлен краткий обзор классических стабилитронов на основе p-n переходов и предложено использование p-n-p (n-p-n) структур в роли симметричных двухполярных стабилитронов и ограничителей напряжения. Преимуществом таких структур является возможность регулировки напряжения стабилизации, не только с помощью уровня легирования его областей, а так же с помощью изменения расстояния между его p-n переходами. При этом, при использовании таких структур с лавинным механизмом пробоя, в них присутствует встроенная термокомпенсация.

In this paper a brief review of the classical Zener diodes based on p-n junction presents. The use of p n p (n p n) structures as symmetrical bipolar Zener diodes and voltage limiters is proposed. The advantage of such structures is the possibility of adjusting the stabilization voltage not only with the level of doping of its regions, but also by changing the distance between its p n junctions. At the same time, when using such structures with avalanche breakdown mechanism, they have built-in thermal compensation.

Ключевые слова: стабилитрон, двухпереходные структуры, термостабилизация**.**

Key words: Zener diode, two-junction structures, thermostabilization**.**

Введение

На сегодняшний день широкого распространения приобрели стабилитроны с одним p-n переходом. Однако использование для стабилизации и ограничения напряжения трехслойных p-n-p (n-p-n) структур является интересным с точки зрения возможности регулировки его электрофизических параметров и характеристик регулируя его конструктивные параметры [1]. Однако на сегодняшний день теоретическая база о таких структурах не достаточно развита, в отличии от классических однопереходных стабилитронов. Поэтому актуальным является определение взаимосвязей между конструктивными особенностями и электрофизическими параметрами таких структур.

Стабилитроны представляют собой особый вид диодов. Отличительной особенностью стабилитрона от обычного диода является то, что он проводит ток не только в прямом направлении, но и в обратном, при приложении определенного напряжения, называемого напряжением стабилизации (U_{cm}). Протекание тока при приложении обратного напряжения обеспечивается за счет обратимого электрического пробоя p-n перехода.

Как известно, существует два типа обратимого электрического пробоя p-n перехода: туннельный и лавинный. [2] Туннельный пробой основан на эффекте туннелирования. При

приложении некоторого напряжения (напряжения пробоя $U_{пр}$), энергетические уровни зон на границе двух областей изгибаются на столько, что электроны из валентной зоны p-области туннелируют через потенциальный барьер в зону проводимости n-области. Лавинный же пробой основан на эффекте лавинного умножения носителей. При приложении некоторого напряжения $U_{пр}$ носители заряда получают энергию, достаточную для ионизации атомов кристаллической решетки. При этом следует заметить, что лавинный пробой характерен для p-n переходов с относительно большой его шириной, а туннельный – с малой.

Наиболее распространенными являются кремниевые стабилитроны, так как они имеют малый обратный ток и мало склонны к возникновению теплового пробоя в режиме стабилизации. Напряжение стабилизации в них, в зависимости от уровня легирования областей, может изменяться в широких пределах от единиц до тысяч вольт.

Исходя их механизма пробоя, лежащего в основании работы стабилитронов они разделяются на низковольтные ($U_{cm} \le 5\,B$) – основанные на туннельном пробое и высоковольтные ($U_{cm} \ge 7B$) – основанные на лавинном пробое, а так же стабилитроны, напряжение стабилизации которых лежит в пределах от 5 до 7 В, в таких стабилитронах действуют оба механизма пробоя. Кроме того, для малых напряжений стабилизации (менее 1 В) используют прямую ветвь ВАХ диода, такие приборы называются стабисторами. [3].

Кроме напряжения стабилизации U_{cm}, косновным параметрами стабилитронов относят дифференциальное сопротивление r_{cm}, сопротивление постоянному току R, коэффициент качества $Q = R_{cm}/r_{cm}$, минимальный $I_{cm\min}$ и максимальный $I_{cm\max}$ токи стабилизации, а так же температурный коэффициент напряжения стабилизации (ТКН).

Применение стабилитронов и основные требования к ним

Основная область использования стабилитрона – стабилизация, ограничение и сдвиг напряжения, источник опорного напряжения. Выбор стабилитрона с конкретным набором параметров определяется конкретной целью. Поэтому существуют различные конструкции стабилитронов, например, мощные, маломощные, быстродействующие и др.

Однако основным параметром, который стремятся в большинстве случаев снизить до минимума является ТКН. Все устройства, особенно измерительные, стараются сделать наиболее точными и достоверными, поэтому они должны иметь высокую надежность. А изменение напряжения стабилизации в схемах, при изменении температуры внешней среды или при нагревании самого прибора, может привести к отклонениям параметров устройства или же к выходу его из строя. Поэтому параметр ТКН имеет принципиально важное значение.

Следует отметить, что знак ТКН стабилитрона зависит от эффекта, который положен в основу его работы. Так для лавинного механизма пробоя присущ положительный ТНК, в то время как для туннельного пробоя и для положительной ветви ВАХ ТКН имеет отрицательные значения (см. рис. 1).

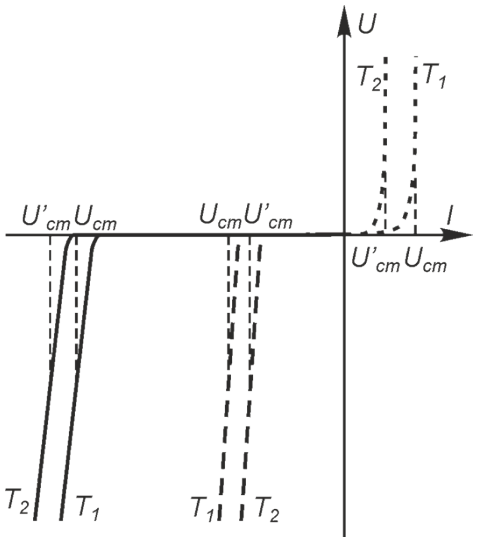


Рис. 1. Прямая (точечная линия) и обратная, при лавинном (сплошная линия) и туннельном (пунктирная линия) пробоях, ветви ВАХ стабилитрона при разных температурах ($T_1 < T_2$)

Для уменьшения ТКН последовательно со стабилитроном, работающем на основе лавинного пробоя, включают дополнительный диод, включенный в прямом направлении, что позволяет снизить ТКН до $10^{-4}..10^{-5}$ *град*$^{-1}$, Такие стабилитроны получили название прецизионных и выпускаются в виде законченных компонентов. Кроме того, включив встречнонаправленно к стабилитрону второй стабилитрон, кроме термокомпенсации получим двухполярный ограничитель напряжения [1]. Приборы, имеющие в одном корпусе встречно включенные p-n переходы, называются двуханодными стабилитронами.

Использование p-n-p (n-p-n) структур для стабилизации и ограничения напряжения

В дискретном исполнении, реализация полностью симметричной ВАХ на основе встречно включённых стабилитронов усложняется разбросом параметров дискретных приборов. Поэтому более целесообразным является реализация обоих стабилитронов на одном кристалле, что позволит уменьшить разброс параметров и обеспечить более симметричную ВАХ. Схематически такой прибор можно представить как трехслойную структур типа p-n-p или n-p-n (рис. 2а) и его ВАХ будет иметь симметричную относительно начала координат форму (рис. 2б). При этом следует заметить, что напряжение стабилизации в такой структуре будет равно сумме напряжения пробоя и напряжения прямо смещенного p-n перехода:

$$U_{ст} = U_{пр} + U_{прям}\,. \qquad (1)$$

В отличии от классического случая однопереходного стабилитрона, напряжение стабилизации в такой трехслойной структуре определяется не только концентрацией носителей заряда в его областях. На его параметры так же будет влиять расстояние между p-n переходами. При этом, следует заметить, что при лавинном механизме пробоя в такой структуре будет встроенная термокомпенсация. Так как p-n переходы в такой структуре находятся на одном кристалле и имеют одну общую область, то механизм пробоя, а

соответственно и напряжение стабилизации должно отличаться от соответствующих параметров отдельного p-n перехода и дискретных встречновключенных стабилитронов.

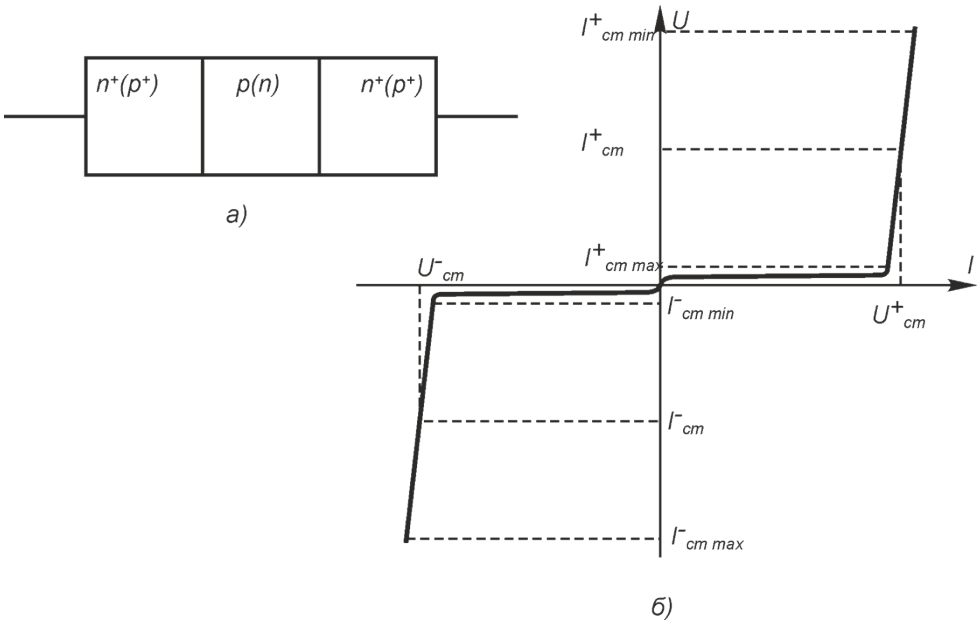


Рис. 2. Схематическое изображение (а) и ВАХ (б) трёхслойного стабилизатора и ограничителя напряжения

Выводы

Широко известными стабилитронами являются однопереходные стабилитроны, с разного рода конструкциями и назначениями. Однако при использовании в схемах с двухполярной стабилизацией и ограничением напряжения целесообразнее использовать трехслойную p-n-p (n-p-n) структуру для достижения максимально симметричной характеристики прибора. Для получения необходимых электрофизических параметров таких приборов необходимо определить их зависимость от конструктивно-технологических параметров, что является отдельным предметом дальнейшего исследования.

Литература

1. Михин Д. В. Кремниевые стабилитроны. – М.-Л.: «Энергия», 1965. – 112 с.
2. Зи С. Физика полупроводниковых приборов в 2-х кн. / пер. с англ. – М.: Мир, 1984 – кн. 2 – 456с.
3. Борисов О. В., Якименко Ю. І. Твердотільна електроніка : підручник. – К. : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2015. – 484 с.

Рекомендовано к публикаци: к.т.н., проф. Борисов А.В.

КПИ им. Игоря Сикорского, Факультет електроники, кафедра МЭ, Киев, Украина

СЕКЦІЯ №7: «ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ТА АУДІОВІЗУАЛЬНІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА СИСТЕМИ»

УДК 621.397.7

ОСОБЛИВОСТІ БЕЗПРОВОДОВОЇ ПРЯМОЇ ВІДЕОТРАНСЛЯЦІЇ В УМОВАХ НИЗЬКОГО РІВНЯ РАДІОПОКРИТТЯ

Сохін О.В.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: alexwizz11@gmail.com

Стаття присвячена безпроводовому передаванню відеосигналу за допомогою низькошвидкісних модемів мобільного зв'язку. Досліджено проблему відмови модема через перевантаження каналу, коли швидкість передавання відеоданих падає до 0 Мбіт/с. Запропоновано вирішення цієї проблеми за допомогою обладнання компанії Peplink.

The article deals with analysis of low rate modem deniening caused by overloading of communication channel when video transmission rate is down to 0 Mbit/s. The offer of solving this problem is given with help of Peplink equipment.

Ключові слова: пряма відеотрансляція, Wi-Fi, 3G мережі, модем, камера.

Keywords: live video streaming, Wi-Fi, 3G network, modem, camera.

Вступ

Технології розповсюдження телевізійного сигналу з кожним роком вдосконалюються. На сьогоднішній день передовою технологією в цій галузі є передавання телевізійного сигналу через IP мережі. Розвиток безпроводових мереж (зокрема, технологій 3G та LTE) забезпечив можливість використання швидкісного Інтернету скрізь, де є мобільний зв'язок. Таким чином, використання усіх інновацій у галузі розповсюдження цифрової інформації створює нові варіанти технологічних процесів передавання телевізійного контенту.

Сучасні рішення для прямої відеотрансляції через безпроводові мережі

Сьогодні на ринку є багато апаратних рішень для безпроводового передавання відеосигналу. Одними з них є відеокодери та декодери фірми Teradek, які пропонують широкі можливості для потокового передавання відео за помірну ціну.Вони дозволяють з мінімальною затримкою передавати відеосигнал через Інтернет і декодувати його в потрібний формат. Основний медіакодек, з яким працює обладнання Teradek - H.264.

Відеокодер Teradek Cube 155 приймає FullHD відеопотік на HDMI, SDI або композитному вході, кодує його кодеком H.264 і передає через Інтернет на декодер Cube, хмарні медіасервіси чи на власний медіасервер. Відеокодер з'єднується з мережею Інтернет через кабель Ethernet, як клієнт мережі Wi-Fi або за допомогою 3G/4G/LTE USB модему. Передбачена можливість роботи з такими хмарними сервісами, як Zixi, Akamai, Ustream, Justin.tv, Livestream і Youtube

Live, підтримка протоколів передавання Point to Point (TCP або UDP), Multiple Unicast (UDP), HTTP Live Streaming, RTMP, RTP, RTSP, RTP over HTTP, MPEG-TS та Multicast (UDP + IGMP). Декодер Cube здійснює декодування прийнятих IP-пакетів через проводові або безпроводові мережі і відновлює початковий відеосигнал, забезпечуючи віддалений моніторинг через веб-інтерфейс за мінімальних затримок сигналу.

Під час відеозйомки динамічних сцен основний кодек H.264 змушений використовувати більший відеопотік, ніж під час зйомки статичних кадрів. В результаті цього у випадку використання 3G-модему можливе перевантаження каналу передавання і як наслідок – падіння частоти кадрів і різноманітні зависання картинки. Основною проблемою є передавання сигналу в умовах низького радіопокриття від базової станції чи від Wi-Fi-роутера. Якщо до приймача сигналу немає прямої видимості чи модем знаходиться далеко від приймача, можливе падіння швидкості передавання даних до 0 кбіт/с. Ця проблема дуже гостро відчувається в місцях, де низький рівень приймання 3G-сигналу. В таких умовах зазвичай передавання здійснюють розбиттям відеопотоку на декілька IP-потоків, кожен з яких передають відповідним CDMA- або GSM-модемом, а на приймальному боці ці потоки об’єднують в один загальний потік. Але навіть за таких умов можливі проблеми з конфліктом модемів в ефірі. Збільшується затримка сигналу, в результаті чого картинка спотворюється, якщо використовується стандартний транспортний протокол UDP. У випадку відмови хоча б одного модема така система розбиття сигналу на окремі потоки стає нестабільною. Довгий час ця проблема вирішувалась тільки зміною оператора для модемів, як у випадку технології LiveU, та пошуком місць для відеозйомки з кращим радіопокриттям.

Компанія Peplink запропонувала нову технологію передавання IP-пакетів WAN Smoothing, яка дозволяє пристрою, який формує потік передавання, створювати і передавати спеціальні пакети, за допомогою яких приймальний пристрій може реконструювати втрачені пакети, завдяки чому з'єднання буде стабільним, не зважаючи на погіршення сигналу або фізичні перешкоди [1]. Для стабільного передавання IP-пакетів за відмови одного чи більше модемів передбачене налаштування політики вихідних даних Outbound Policy. Існує сім режимів вихідних політик:

1. Режим Weighted Balance дозволяє налаштувати пропорції вихідного трафіка у відсотках в залежності від статусу кожного з WAN-портів.
2. Режим Persistence робить певний тип трафіку єдиним для конкретно заданого WAN-з’єднання, який базується на основі певного IP-джерела або на приймальному пристрої.
3. Режим примусового підключення (Enforced) забезпечує спрямування трафіку через конкретне WAN- або VPN-з'єднання, незалежно від його статусу (встановлене/не встановлене).
4. Режим Priority встановлює пріоритет WAN-каналів, коли буде використовуватись WAN-підключення з найвищим пріоритетом. WAN-підключення з більш низьким пріоритетом будуть використані в пріоритетному порядку тільки у разі недоступності найвищого WAN у пріоритеті.

5. Overflow спрямовує трафік через з'єднання WAN, яке має найвищий пріоритет. Коли пропускна здатність підключення перевантажується, нові пакети буде спрямовано до наступного в пріоритеті WAN-з'єднання.

6. В режимі Least Used трафік буде спрямовано через з'єднання WAN з найбільшою доступною смугою пропускання.

7. Low Latency. Трафік буде спрямовано через те з'єднання WAN, що має найнижчу затримку. На інші доступні модеми надсилають перевірочні пакети для визначення величини затримки [2].

Проведено дослідження роботи даних технологій в умовах відсутності 3G покриття на макеті, що складається зі знімальної камери PanasonicAG-DVX100BE, до якої під'єднано відеокодер Teradek Cube 155. Відеокодер з'єднаний з роутером Pepwave On-The-Go, до якого підключено 4 CDMA-модеми Інтертелеком, що передають IP-пакети в інтернет-мережу. Приймальна частина складається з роутера Peplink 310, що об'єднує прийняті пакети і передає їх на декодер Teradek Cube 155. На першому етапі дослідження технологію WAN Smoothing на роутері Peplink 310 було вимкнуто, на другому – увімкнуто. На кожному з етапів досліджено вихідні політики OutBound Policy на роутері Pepwave. Відеосигнал для передавання сформовано у роздільній має роздільну здатності 720x576, відеопотік – 1 Мбіт/с. Для роботи системи задіяно усі можливі модеми. Значення швидкості передавання, затримки сигналу та стан піднятих модемів спостерігали у веб-інтерфейсі роутера PepLink 310. Стабільність картинки, яка полягає у відсутності переривань під час відеотрансляції, оцінювали на відеомоніторі BON BEM-212, що приймав сигнал з декодера Cube 155. Результати дослідження наведені у табл.1. Beb-інтерфейс роутера Peplink 310 показано на рис.1.

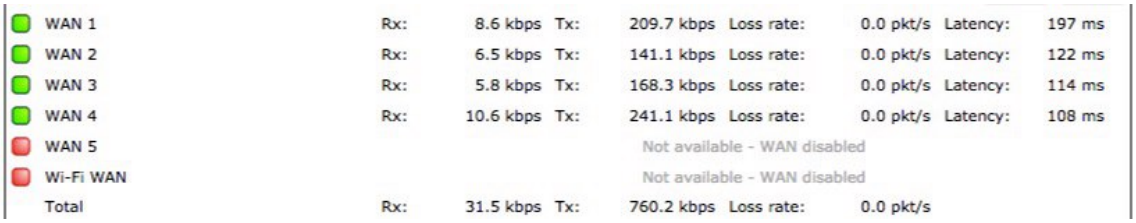


Рис 1. Моніторинг стану передавання сигналу у веб-інтерфейсі роутера Peplink 310

Таблиця 1. Результати дослідження вихідних політик Pepwave On-the-Go

WAN Smoothing		Вимк.	Увімк.	Вимк.	Увімк.
Вихідна політика	Кількість задіяних модемів	Середня затримка, мс		Стабільність картинки, бали	
Weighted Balance	4	181	192	4	5
Persistence	1	339	550	2	3
Enforced	4	134	195	4	5
Priority	1	221	254	3	3
Overflow	2	234	245	4	4
Least Used	1	331	334	2	2
Lowest Latency	1	146	190	2	3

З даних табл. 1 видно, що система забезпечує отримання плавного зображення без зависань у випадку політик Enforced та Weighted Balance, коли задіяно усі 4 модема, за увімкненої технології WAN Smoothing навіть в умовах відсутності покриття 3G та середнього рівня сигналу CDMA на місці зйомки. Виконано порівняння з конкуруючою технологією LiveU, яка забезпечує передавання відеоматеріалу через кілька безпроводових каналів зв'язку (GPRS / EDGE, UMTS, CDMA, LTE і Wi-Fi) одночасно [3]. Для передавання IP-трафіку використано модеми оператора Київстар, покриття якого в місці зйомки є аналогічним до Інтертелекома. Стабільність зображення прийнятого відеопотоку оцінювали на відеомоніторі BON BEM-212. Оцінка «2» у балах означає, що під час трансляції швидкість передавання впала до 0 Мбіт/с і відео помітно зависало. Результати дослідження наведено у табл. 2.

Таблиця 2. Результати роботи макету на основі пристрою LiveU

Кількість задіяних модемів	Провайдер мобільного зв'язку	Середня швидкість передавання, кбіт/с	Стабільність картинки, бали
2	Київстар	530	2
4	Київстар	933	3

Таким чином, у випадку відмови одного модему, якщо задіяно для трансляції всього 2 модеми, суттєво погіршується якість трансляції, в результаті чого з'являються зависання зображення чи повна зупинка трансляції. У випадку роботи 4-х модемів одночасно трансляція не переривалась, але були помітні переривання та зависання, що є не прийнятним під час роботи у прямому ефірі.

Висновки

Отже, найкращі результати отримано у випадку використання політик Enforced та Weighted Balance, коли задіяно усі 4 модеми, при увімкненій технології WAN Smoothing. За таких налаштувань вдалося отримати більш стабільне передавання відеосигналу, ніж у випадку звичайного розбиття IP-пакетів роутерами інших компаній, зокрема, LiveU. Таким чином, можна стверджувати, що компанія Peplink пропонує альтернативу на ринку інтернет-трансляцій, дозволяючи використовувати звичайні EDGE чи CDMA модеми, які мають максимальне покриття на території країни, та не втрачати у якості переданого сигналу. Таке рішення дозволяє вести трансляцію з найвіддаленіших куточків країни, незалежно від покриття швидкісними мережами 3G.

Література

1. SpeedFusionWANSmoothing [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://www.peplink.com/technology/speedfusion-wan-smoothing/
2. Understanding & Configuring Outbound Policy[Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://forum.peplink.com/t/understanding-configuring-outbound-policy/8254

3. ЛазебныйС.Г. О приемуществах и недостатках прямых видеотрансляций через безпроводные системы связи / С.Г. Лазебный,П.В. Попович // IX Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2016»: збірник статей. – К.: Кафедра, 2016. – С. 344-347.

Рекомендовано до публікації: асистент Попович П.В.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, факультет електроніки, кафедра ЗТ та РІ, Київ, Україна

УДК 621.397

ОСОБЛИВОСТІ ОПТИМІЗАЦІЇ ПЕРЕДАВАННЯ ВІДЕОКОНТЕНТУ В СИСТЕМАХ ВІДЕОСПОСТЕРЕЖЕННЯ

Галанов С.О.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: dukalis.rak@gmail.com

В даній статті досліджено основні шляхи оптимізації передавання відеоконтенту в системах відеоспостереження. Виокремлено фактори впливу переданого контенту на пропускну здатність каналу зв'язку.

This article has been selected main optimization techniques of video content transferring invideo surveillance systems. The factors are noted that influence on the content transmitted bandwidth.

Ключові слова: *система відеоспостереження, відеоконтент, передавання, пропускна здатність***.**

Key words: *video surveillance systems,video,transfering, bandwidth.*

Вступ

Хоча ІТінфраструктура багатьох організацій створена для оброблення великих обсягів інформації, включаючи відеоспостереження, багато провайдерів не повністю використовують функціональні можливості своїх мереж для оптимізації їх пропускної здатності. Мультикастинг, мультистрімінг та відеокомпресія - три основні методи, які користувачі можуть задіяти для оптимізації керування пропускною здатністю засобів відеоспостереження. З технологічно розвиненим програмним забезпеченням для керування відеопотоком користувачі можуть застосовувати існуючі апаратні і програмні функціональні можливості для випробування таких переваг, як зменшення вимог до пропускної здатності, оптимізація мережних ресурсів та зменшення об'ємів інформації, що зберігається. Використання цих трьох методів сприяє значній економії коштів та довгостроковій перспективі захисту інвестицій.

Основні принципи оптимізаціїпередавання відеоконтенту

Використовуючи IP відеоспостереження, важливо ефективно керувати відеопотоками, щоб не перевантажувати канал зв'язку. Не зважаючи на те, що архітектура IT інфраструктури загалом побудована для оброблення будь-яких типів даних, засоби генерації трафіку через IP мережу повинні ефективно використовувати мережні ресурси. Для досягнення цієї мети існують такі функціональні можливості:

- мультикастинг;
- мультистрімінг;
- відеокомпресія.

Навіть якщо ємність і швидкість мережі постійно зростає, і пов'язані з цим витрати зменшуються, це не означає, що користувачі повинні ігнорувати додаткові зусилля і інвестиції, необхідні для оптимізації управління пропускною здатністю мережі.

Наприклад, в процесі відеоспостереження все більше кінцевих користувачів використовують камери з більш високою якістю зображення і високоюроздільною здатністю (інколи декілька мегапікселів). Такі камери вимагають набагато більшої пропускної здатності, ніж камери стандартної чіткості. Крім того, все більше людей як всередині, так і поза певною організацією одночасно намагаються отримати доступ до відеопотоку через мережу. В такому разі ефективне використання мережних ресурсів може мати вирішальне значення у запобіганні як перевантаження мережі, так і її катастрофічної поломки.

Мультикастинг є відносно простим способом поліпшити керування смугою пропускання. Тим не менш такий спосіб повинен підтримувати такі три компоненти:

- маршрутизатори та комутатори з підтримкою мультикастингу;
- IP-камери повинні підтримувати функціональність багатоадресного передавання;
- серверниймбік мережі має також реалізувати систему багатоадресного управління.

Також одним з головних факторів є підтримка комутатором IGMP Snooping(процесу відслідковування мережного трафіку) або IGMP Snooping та IGMP Quering(системи оброблення запитів). IGMP Quering здійснює управління через перемикач другого рівня або через маршрутизатор з підтримкою MulticastEnabled. Це ключові компоненти для побудови мережі з багатоадресною підтримкою. Без цих компонентів багатоадресний трафік не буде оброблятися належним чином в мережі, викликаючи небажаний(фантомний) трафік.

Крім того, серверна частина системи відеоспостереження має бути добреспроектована, щоб забезпечити хороший контроль трафіку, а також повинна бути готовадо впровадження таких функцій:

- керування передаванням трафіку різними методами, але в одній системі;
- використання проксі-сервісів для перетворення передавання одноадресного трафіку на багатоадресний і навпаки;
- впровадження автоматичного виявлення мережних можливостей(система аналізу статистичних даних).

В системах відеоспостереження мультистрімінг -це можливість джерела відео створити велику кількість відеопотоків різної якості з однієї камери. Наприклад, IP-камера може створити один відеопоток 4CIF на 30 кадрів/с, а інший - CIF на 10 кадрів/с. Проте створення багатьох потоків системою не означає підтримку мультистримінгу. Система повинна мати можливість контролювати ці потоки.

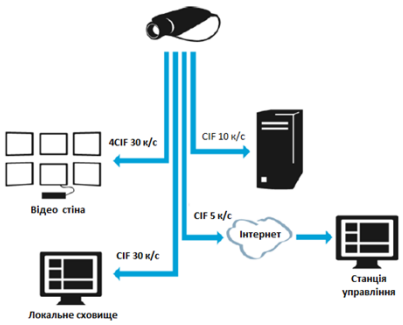


Рис. 1. Способи використання мультистрімінгу

З такою системою адміністратор легко і ефективно налаштує відеопотоки під різні цілі,такі як відеоперегляд наживо, віддалений перегляд в прямому ефірі(зізменшеною смугою пропускання), запис відео та ін.

Останнім пунктом оптимізації пропускної здатності є підтримка системи відтворення відео в різних форматах стиснення. Найбільш поширеними форматами стиснення відеоданих в системах відеоспостереження є H.264, MPEG-4, MJPEG, MPEG-2 та JPEG2000. Кожний з форматів має свої переваги та недоліки. Для вибору формату стиснення слід керуватися такими факторами:

- затримка;
- якість зображення;
- розмір файлуу даному форматі;
- кількість камер;
- використання пропускної здатності каналу зв'язку.

MPEG-4 та його наступник, H.264, є найбільш ефективними форматами стиснення, доступними на сьогоднішній день, з погляду використання пропускної здатності. Ці формати,як правило, є кращими, коли мова йде про економію дискового простору за достатньої якості зображення, на відміну від інших форматів MPEG, які можуть запропонувати гарну якість, але суттєво впливатимуть на пропускну здатність системи. MJPEG досі може бути економним форматом, якщо використовувати його на низькому бітрейті з повільним каналом зв'язку, оскільки кожний наступний кадр не залежить від попереднього. Так, на відміну від H.264, втративши один кадр, не буде втрачено всю послідовність кадрів. На сьогодні IPвідеоспостереження пройшло такий же еволюційний шлях, як і ТВ мовлення у HD форматі.Сучасні IP-камери також дозволяють формувати відео з роздільною здатністю, яка перевищує кілька мегапікселів, тому формат H.264 став стандартним форматом стиснення в промисловості через його економне використання смуги пропускання каналу зв'язку.

Висновки

Отже, мультикастинг, мультистрімінг та відеокомпресія є одними з багатьох шляхів оптимізації передавання відеоконтенту технічними засобами IP-відеоспостереження. IP-камери стають все більш інтелектуальними, забезпечуючи деякі з функціональних можливостей, які спочатку були доступні лише на кінцевому рівні системи відеоспостереження. Деякі IP-камери можуть виконувати аналіз відео безпосередньо перед стрімінгом і відтворювати контент лише

на вимогу користувачів. Більше того, деякі системи мають змогу зберігати відео безпосередньо перед його відтворенням, створюючи невеликі пакетні блоки, і групувати їх після завершення сесії.

Застосування інтелектуальних функціональнихможливостей систем відеоспостереженнязабезпечить зменшення вимог до пропускної здатності каналу, оптимізацію мережних ресурсів та зменшення потреб у середовищі зберігання контенту великих розмірів. В кінцевому рахунку сучасні системи IP-відеоспостереження допоможуть ефективно скоротити витрати на нове обладнання та зберегтикошти на майбутнє.

Література

1. Електронний ресурс: https://habrahabr.ru/company/cbs/blog/281485/.
2. Електронний ресурс: http://www.cisco.com/web/RU/downloads/broch/Cisco_VideoStream _work_071212.pdf.
3. Електронний ресурс: http://www.cisco.com/en/US/tech/ paper09186a0080092942.shtml tk828/technologies_white_.

Рекомендовано до публікації: асист. Попович П.В.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, факультет електроніки, кафедра ЗТ та РІ, Київ, Україна

УДК 004.932

ВИКОРИСТАННЯ ВЕЙВЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕНЬ ДЛЯ ОБРОБКИ ЗОБРАЖЕНЬ

О.Л. Мельниченко, М.В.Панченко
КПІ ім.ІгоряСікорського, Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна,
e-mail: sanya377@ukr.net, pchilka_avtobot@mail.ru

Предметом даної статті є фільтрація зображень за допомогою вейвлет перетворення. В якості базисної функції розглянуто вейвлет Хаара, який є ортогональним та має зворотне перетворення, що дозволяє відновити вихідний сигнал. Як метод фільтрації був обраний метод двовимірного дискретного вейвлет-перетворення при різних способах завдання порогової функції. Отримані залежності помилки R від величини порогового рівня C для жорсткого і м'якого варіантів завдання порогової функції при дисперсії білого шуму 0.1. Проаналізувавши отримані результати можна зробити висновок, що варіант м'якого завдання порогової функції має переваги, особливо при виборі малих значень порога C, в порівнянні з жорстким варіантом.

The subject of this article is the filtration of images using wavelet transformation. As a basic function considered Haar wavelet which is orthogonal and has an inverse transformation that allows restore the original signal.As a filtration method, the two-dimensional discrete wavelet transform method was chosen for different ways of specifying a threshold function. Have been received the dependence of the error R on the value of the threshold level C was obtained for the hard and soft variants of specifying the threshold function for the dispersion of white noise 0.1. Analyzing the results obtained, it can be concluded that the option of soft setting the threshold function has advantages, especially when choosing small values of threshold C, in comparison with the hard version.

Ключові слова: *вейвлет-перетворення, фільтрація зображень, перетворення Хаара*.
Key words: *wavelet transform, image filtering, Haar transformation.*

Вступ

Останнім часом вейвлети знаходять широке застосування для аналізу і синтезу сигналів. На відміну від традиційно вживаного для аналізу сигналів перетворення Фур'є, вейвлет-перетворення забезпечує двовимірну розгортку досліджуваного одновимірного сигналу, при цьому частота і координата розглядаються як незалежні змінні. В результаті з'являється можливість аналізувати властивості сигналу одночасно в фізичному (час, координата) і в частотному просторах [1-3]. Метою даної роботи є дослідження двовимірного вейвлет перетворення Хаара та порівняння способів фільтрації зображень при різних методах задання порогової функції.

Двовимірне дискретне вейвлет-перетворення

Двовимірне дискретне вейвлет-перетворення є результатом застосування одновимірного перетворення послідовно по рядках і стовпцях зображення [1]. Перетворення Хаара в загальному вигляді для одновимірного сигналу (відліків) виглядає наступним чином. Нехай є одновимірний дискретний сигнал S. Кожній парі елементів з індексами $2j$ і $2j+1$, $j \in Z$, поставимо у відповідність два значення:

$$a_j = \frac{s_{2j} + s_{2j+1}}{2}, \qquad d_j = \frac{s_{2j} - s_{2j+1}}{2}, \tag{1}$$

де a_j є апроксимирована версія сигналу s, а d_j містить деталізуючу інформацію, необхідну для відновлення сигналу*s*.

Розглянемо двовимірний сигнал як s-матрицю кінцевого розміру. Застосуємо до кожного рядка матриці один крок одновимірного вейвлет перетворення. В результаті отримаємо дві матриці, рядки яких містять апроксимуючу і деталізуючу складові рядків вихідної матриці. До кожного стовпчика обох матриць також застосуємо крок одновимірного перетворення. В результаті виходить чотири матриці (рис1.). Перша є апроксимуючою складовою вихідного сигналу (огрубілим варіантом), інші три містять деталізуючу інформацію - вертикальну, горизонтальну і діагональну.

Таким чином, двовимірне перетворення зводиться до композиції одновимірних перетворень. [2].

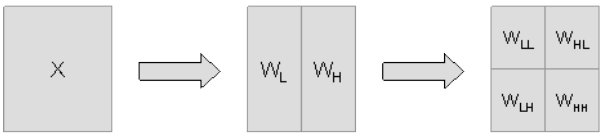


Рис. 1. Схема двовимірного вейвлет-перетворення

Наприклад, для s-матриці:

$$s = \begin{vmatrix} 15 & 18 & 12 & 16 \\ 17 & 13 & 16 & 18 \\ 16 & 14 & 17 & 17 \\ 14 & 15 & 17 & 16 \end{vmatrix}$$

На першому етапі при застосуванні вейвлет-перетворення до кожного рядка вихідної матриці отримуємо 2 матриці:

$$W_L = \begin{vmatrix} (15+18)/2 & (12+16)/2 \\ (17+13)/2 & (16+18)/2 \\ (16+14)/2 & (17+17)/2 \\ (14+15)/2 & (17+16)/2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 16{,}5 & 14 \\ 15 & 17 \\ 15 & 17 \\ 14{,}5 & 16{,}5 \end{vmatrix} \qquad W_H = \begin{vmatrix} (15-18)/2 & (12-16)/2 \\ (17-13)/2 & (16-18)/2 \\ (16-14)/2 & (17-17)/2 \\ (14-15)/2 & (17-16)/2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -1{,}5 & -2 \\ 2 & -1 \\ 1 & 0 \\ -0{,}5 & 0{,}5 \end{vmatrix}$$

Далі застосовуємо перетворення Хаара до кожного стовпця матриць W_L, W_H та отримуємо матриці $W_{LL}, W_{LH}, W_{HL}, W_{HH}$:

W_{LL} характеризує низькочастотну складову

$$W_{LL} = \begin{vmatrix} (16{,}5+15)/2 & (14+17)/2 \\ (15+14{,}5)/2 & (17+16{,}5)/2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 15{,}75 & 15{,}5 \\ 14{,}75 & 16{,}75 \end{vmatrix}$$

W_{LH} - вертикальне відхилення

$$W_{LH} = \begin{vmatrix} (16{,}5-15)/2 & (14-17)/2 \\ (15-14{,}5)/2 & (17-16{,}5)/2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0{,}75 & -1{,}5 \\ 0{,}25 & 0{,}25 \end{vmatrix}$$

W_{HL} - горизонтальне відхилення

$$W_{HL} = \begin{vmatrix} (-1,5+2)/2 & (-2-1)/2 \\ (1-0,5)/2 & (0+0,5)/2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0,25 & -1,5 \\ 0,25 & 0,25 \end{vmatrix}$$

W_{HH} - діагональне відхилення

$$W_{HH} = \begin{vmatrix} (-1,5-2)/2 & (-2+1)/2 \\ (1+0,5)/2 & (0-0,5)/2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -1,75 & 0,5 \\ 0,75 & -0,25 \end{vmatrix}$$

Реконструкція вихідної матриці відбувається в зворотному порядку [2]

$$s'_{2j} = a_j + d_j, \qquad s'_{2j+1} = a_j - d_j \tag{2}$$

Фільтрація шумів

Після перетворення всі дрібні деталі зображення поряд з шумом будуть міститися в високочастотних коефіцієнтах матриць $W_{LL}, W_{LH}, W_{HL}, W_{HH}$, тому шумозаглушення проводиться шляхом зменшення значень вейвлет-коефіцієнтів невеликої амплітуди. Загальну схему шумозаглушення за допомогою дискретного вейвлет перетвореня (ДВП) ілюстровано на рис. 2.

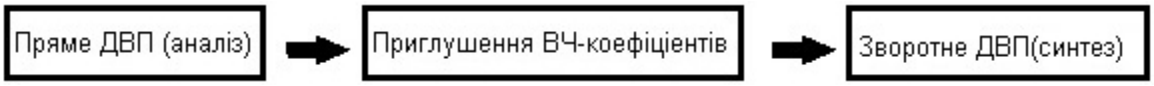


Рис. 2. Загальна схема зменшення шуму на основі вейвлет-перетворення

Зменшення значень вейвлет-коефіцієнтів здійснюється їх порівнянням з деякою пороговою функцією. Розглянемо два варіанти завдання порогової функції:

1) жорсткий:

$$v(u) = \begin{cases} u, & |u| \geq C, \\ 0, & |u| < C. \end{cases} \tag{3}$$

При використанні такої порогової функції залишаються незмінними великі по модулю (найбільш значущі) вейвлет-коефіцієнти, і обнуляються малі.

2) м'який:

$$v(u) = \begin{cases} u - C, & u \geq C, \\ u + C, & u \leq -C, \\ 0, & |u| \leq C. \end{cases} \tag{4}$$

При такому способі завдання порогової функції, зменшення абсолютних значень всіх вейвлет-коефіцієнтів, включаючи великі по модулю, може привести до зміни амплітуди відновленого сигналу.

Для ілюстрації ефективності методу вейвлет-фільтрації до вибраного зображення додається нормально розподілений випадковий процес (білий шум) з різною дисперсією. Далі проводиться фільтрація внесених перешкод при різних методах введення порогового рівня і варіюванні величини порогу. Оцінка ефективності фільтрації в залежності від способу задання функції проводиться шляхом обчислення квадратного кореня середньоквадратичної помилки фільтрації:

$$R = \sqrt{E} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N} \left[s_{2j} - s'_{2j} \right]^2}. \tag{5}$$

де E– середньоквадратична помилка фільтрації, s_{2j} - це початкове значення сигналу, а s'_{2j} - значення реконструйованого сигналу після фільтрації, N- значення вибірки.

На рис. 3. приведена залежність помилки R від величини порогового рівня C для жорсткого і м'якого варіантів задання порогової функції при дисперсії білого шуму 0.1.

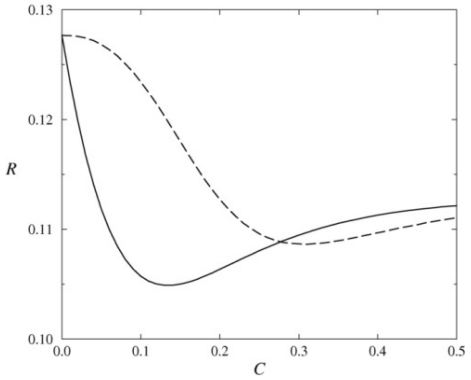


Рис.3. Залежність кореня з величини середньоквадратичної помилки від величини порогового рівня C для двох варіантів завдання порогової функції: суцільна лінія - м'який варіант, пунктир - жорсткий.

Як випливає з наведеного рисунка, мінімальна помилка досягається для м'якого варіанту задання порогової функції. Цей варіант забезпечує зменшення помилки, найбільш виражене при малих значеннях рівня C. Якщо збільшувати інтенсивність перешкод, то відмінності між двома варіантами задання порогової функції стають менш вираженими [3].

Висновки

Показано, що варіант м'якого задання порогової функції має переваги, особливо при виборі малих значень порога C, в порівнянні з жорстким варіантом. Мінімальне значення помилки досягається при різних граничних значеннях C, яке залежить від рівня шуму і потребує подальшого дослідження різних типів сигналів.

Література

1. Калинкина Д. Проблема подавления шума на изображениях и видео и различные подходы к ее решению [Електронний ресурс] / Д. Калинкина, Д. Ватолин – Режим доступу до ресурсу: http://masters.donntu.org/2011/fknt/galiakberow/library/noise.htm.
2. Сравнение различных вейвлет преобразований при сжатии [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: http://www.kafedra-des.narod.ru/download/sdes/3_wavelet.pdf.
3. Ясін, А. С. Цифрова вейвлет-фільтрація зашумлених даних: вплив порогового рівня і вибору вейвлета / А. С. Ясін, А. Н. Павлов, А. Е. Храмов // Радіотехніка та електроніка. - 2016. - Т. 61, № 2. - С. 149-155.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Терещенко Т.О.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.39.681.324

ОПТИМАЛЬНІ КОМПОНЕНТИ ПРИСТРОЇВ СИНХРОНІЗАЦІЇ В ТКМ

О.Ю. Лукашев
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: alexlukashew@mail.ru

Якість роботи будь-якої системи синхронізації в телекомунікаційних мережах, незалежно від того глобальна вона чи ні, насамперед залежить від якості еталонних елементів, що входять до складу первинних та вторинних пристроїв синхронізації. При конструюванні вищевказаних пристроїв, також необхідно враховувати взаємодоповнюючий фактор підсистем, що входять до їх складу. Дана стаття присвячена вирішенню проблем конструювання ведучих пристроїв систем синхронізації.

The quality of any synchronizationsystem in telecommunication networks, whether global or not, primarily depends on the quality of standard elements that make up the primary and secondary synchronization devices. When designing the above devices also should be considered complementary factor subsystems that make up their composition. This article is devoted to solving problems of designing devices of synchro-leading systems.

Ключові слова: *стаття, конференція***.**

Key words: *papers, proceeding, conference.*

Вступ

Метою синхронізації мережі є розподіл еталонного сигналу від первинного еталонного генератора (ПЕГ, PRC) до всіх мережевих елементів, що вимагають синхронізації.

Завдання часової синхронізації глобальне, але вирішується просто, якщо використовувати службу єдиного скоординованого часу (UTC) або єдине джерело синхронізації, наприклад навігаційні системи Loran-C і GPS/ГЛОНАСС. Фазова синхронізація актуальна тільки для конкретного фізичного пристрою і досить просто забезпечується системами фазового автопідстроювання частоти, що дозволяють прив'язувати початкову фазу сигналу до початку такту локального тактового генератора.

Проблема частотної синхронізації – найбільш складна, оскільки вона глобальна і локальна одночасно (вона актуальна як для всієї транспортної мережі, так і для будь-якого конкретного мультиплексора або комутатора в точці відновлення). Точність же залежить від типу підібраних для специфічного типу мережі елементів, а саме еталонного генератора частоти, та системи фазового автопідлаштування частоти.

Аналіз компонентів пристроїв синхронізації

Аналізуючи компонентну базу, що забезпечує раціональну роботу первинних та вторинних пристроїв синхронізації, необхідно використати пакети програм, що дозволяють порівняти та

визначити ефективність того чи іншого компоненту. Вищевказані дослідження проводились в середовищі програм MeaCom та ADLsimPLL 3.41.

1. Вибір еталонного генератора

Первинне джерело синхронізації – це ведучий пристрій синхро-мережі, основним компонентом якого є еталонний генератор частоти [1]. Якісною характеристикою еталонного генератора є те наскільки точно він може створити сигнал заданої частоти. Також важливо щоб робота генератора частоти дозволяла зберігати стабільний сигнал на значному проміжку часу, тобто створювати сигнал заданої частоти, яка не буде змінюватись упродовж часу. На рис.1 в якості еталонного генератора було використано цезієвий генератор частоти, для керування пристроєм використовується адаптер GPS, стики PRCзабезпечують доступ до периферії.

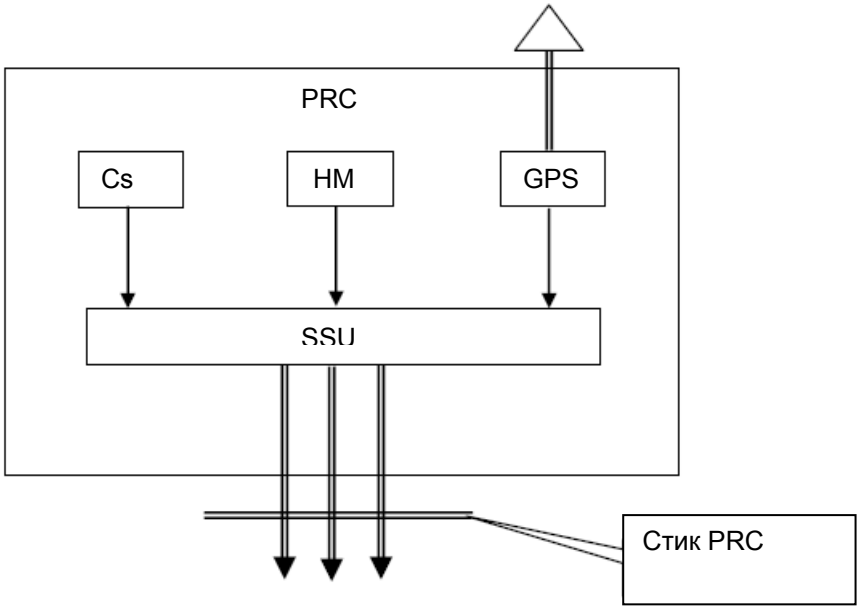


Рис. 1. Структурна схема первинного джерела синхронізації

Враховуючи, що майже завжди основною вимогою до телекомунікаційної мережі є її надійність, найбільш раціональним вибором буде використання пристрою з найменшим MTIE (максимальна похибка часового інтервалу).

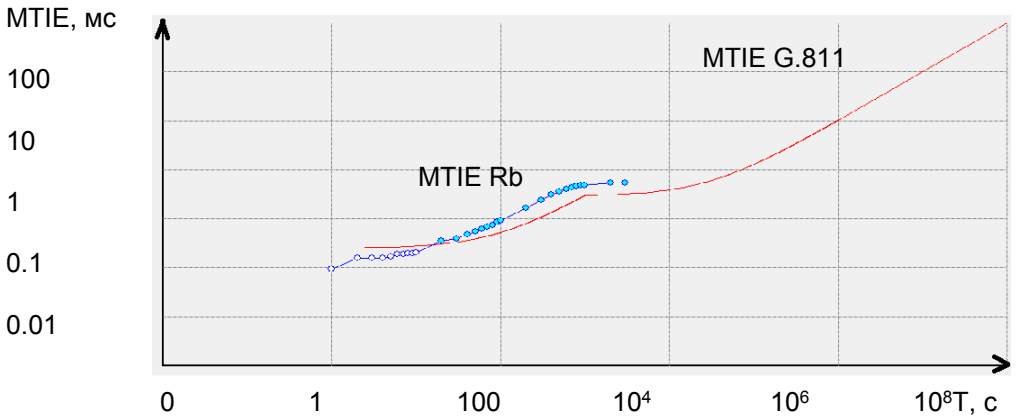


Рис. 2. Графік для порівнянняMTIE рубідієвого генератора та стандартуG.811

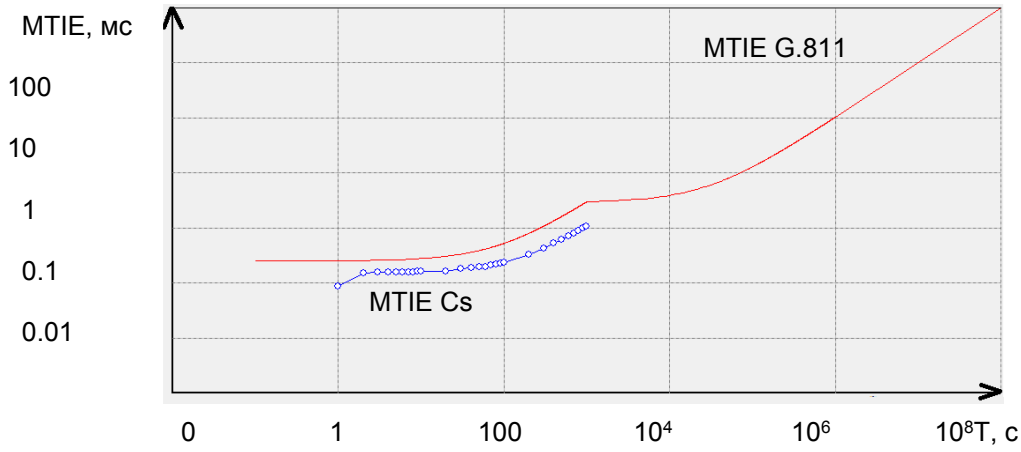


Рис. 3. Графік для порівнянняMTIEцезієвого генератора та стандартуG.811

Використання рубідію є доцільним, якщо синхро-сигнали необхідні лише при встановленні сеансу зв'язку і для їх передачі необхідний лише незначний проміжок часу. Але для типу передачі телевізійних чи голосових сигналів необхідна стабільна робота генератора упродовж всього сеансу передачі даних, у цьому випадку краще підійде цезієвий генератор.

Слід зазначити, що такі жорсткі критерії стосуються насамперед первинного джерела синхронізації, для вторинних та ведених пристроїв доцільно заміняти еталонний генератор на систему фазового автопідлаштування частоти [2].

2. Система ФАПЧ

Структура вторинного джерела синхронізації містить робочу та резервну системи відстеження опорного сигналу ФАПЧ, що забезпечують придушення вхідних шумів, та працюють в режимі "гарячого резерву", пам'ять для утримання частоти, селектор вхідних опорних сигналів. Будь-яке вторинне джерело синхронізації передбачає можливість примусового переходу до режиму вільних коливань [3].

Система ФАПЧ реалізує функцію фільтру, який використовується для притлумлення нестабільностей на малих частотах (джитер, та вандер). Проте, як і для будь якого фільтру, при його конструюванні виникає проблема точності смуги пропускання. Задля досягнення найбільшої точності зручно використовувати математичні методи моделювання, такі як ADLsimPLLдля перевірки доцільності підбору компонентів. Також система ФАПЧ використовується при конструюванні ведених пристроїв синхронізації що дозволяє забезпечити досконалу якість синхро-сигналів на рівні PRC.

Висновки

Будь яку мережу можна представити у вигляді приймальних та передавальних пристроїв, а робота кожного пристрою має підпорядковуватись сигналам синхронізації єдиної ієрархії. Але при конструюванні мережі слід зазначити пріоритетність поставлених завдань. Так при моделюванні мереж де сеанс зв'язку триває значний проміжок часу, використовувати PRCна

основі рубідієвого еталонного генератора не є раціональним. В мережах, де синхро-сигнали виконують лише службові функції, даний тип первинного джерела буде доцільним через кращий ціновий показник.

Використання системи фазового автопідлаштування частоти є доцільним у більшості випадків конструювання мереж синхронізації. Фільтр ФАПЧ долає такі негативні явища як джитер та вандер, які в робочих умовах надзвичайно важко передбачити. Сучасні середовища програм, які дозволяють створювати математичні моделі, значно спрощують конструювання ФАПЧ, що позитивно позначається як на функціональних так і цінових характеристиках

Література

1. Стеклов В.К., Кільчицький Є.В. Основи управління мережами та послугами телекомунікацій – К.: Техніка, 2002.-438с.
2. ITU-TRecommendationsG.811 (07/97). Timing characteristics of primary reference clocks (Рекомендація ITU-T G.811 (07/97). Характеристики первинних пристроїв синхронізації).
3. Гніденко І.І., Каленик І.Ю., Костик Б.Я. Функціональний підхід до оцінки надійності системи управління мережею синхронізації національного оператора. // Вісник УБЕНТЗ. – 2003. - №1. – С. 154-158.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Швайченко В.Б.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра звукотехніки та реєстрації інформації, Київ, Україна

УДК 621.395.34

ВИБІР ПРОТОКОЛУ ПРИ ПОБУДОВІ МЕРЕЖІ IP-ТЕЛЕФОНІЇ

А.Ю. Зеленін
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: kykyc907@yandex.ru

У даній статті розглянуто особливості побудови мережі IP-телефонії. Наведено характеристики, а також переваги і недоліки протоколів SIP та H.323. Здійснено порівняння характеристик кожного з протоколів за найважливішими критеріям.

This article explains basics of IP-telephony networks constructing. Network characteristics and analysis about of advantages and disadvantages of the SIP and H.323 protocol were determined.

Ключові слова:*IP-телефонія, SIP, H323, мережний протокол.*

Key words: *IP-telephony, SIP, H323, communications protocol.*

Вступ

На сьогоднішній день IP-телефонія є однією з найбільш прогресивних технологій передавання голосової інформації. Принцип її дії дуже простий. Під час розмови голос оцифровують і перетворюють на цифрові пакети даних, після чого цю інформацію пересилають через Інтернет на інший кінець лінії. Отримавши ці пакети, інша сторона декодує сигнали і перетворює їх на голос. Підвищену зацікавленість у використанні технології IP-телефонії обумовлено низькою вартістю послуг, високою якістю зв'язку, надійністю та простотою використання.

Мережа IP-телефонії являє собою сукупність кінцевого обладнання, каналів зв'язку і вузлів комутації [1]. Окремо виділяють виділені, інтегровані і змішані мережі IP-телефонії. У виділених мережах для зв'язку між пристроями використовують виділені канали, в інтегрованих – глобальну мережу Інтернет. Мережі змішаного типу можуть використовувати як виділені канали, так і мережу Інтернет.

До мереж мобільного та фіксованого зв'язку, робота яких ґрунтується на використанні IP-телефонії, висувають підвищені вимоги щодо масштабування та інтелектуального оброблення викликів. У зв'язку з цим найважливішу роль під час побудови таких мереж відіграє вибір протоколу. Протоколи забезпечують реєстрацію на сервері провайдера IP-пристрою, яким може бути шлюз, термінал або IP-телефон, а також забезпечують виклик та встановлення голосового з'єднання. На сьогоднішній день широке застосування знайшли два протоколи – H.323 і SIP. Вибір між ними є одним із ключових моментів під час побудови мережі IP-телефонії [2].

Структура мережі IP-телефонії за протоколом H.323

Протокол H.323 більшою мірою орієнтований на передавання телефонного трафіку. Мережі, побудовані із застосуванням цього протоколу, призначено головним чином для

взаємодії з телефонними мережами і їх можна розглядати як цифрові мережі з інтеграцією обслуговування. В положеннях протоколу H.323 передбачено можливість використовувати різні алгоритми стиснення звукової інформації, що дозволяє ефективно використовувати смугу пропускання [3].

Основними пристроями мережі, побудованої із застосуванням H.323, є: термінал, шлюз і пристрій управління конференціями (рис. 1).

Рис. 1. Мережа IP-телефонії із застосуванням протоколу H.323

Структура мережі IP-телефонії із застосуванням протоколу SIP

SIP розшифровується як Session Initiation Protocol – протокол ініціювання сеансу. SIP є протоколом прикладного рівня, що призначений для організації, модифікації і завершення сеансів мультимедійних конференцій, телефонних з'єднань і інших способів передавання даних [4].

Протокол SIP має клієнт-серверну архітектуру. Клієнт надсилає запити, сервер приймає і обробляє їх і надсилає відповіді. Хоча у мережі IP-телефонії, побудованій із застосуванням протоколу SIP, передбачають надання великої кількості різноманітних сервісів, сам протокол безпосереднє передавання голосових, відео та інших даних не забезпечує. Він відповідає лише за встановлення зв'язку, тому під SIP-телефонією розуміють установлення з'єднання, його підтримку і завершення. Обслуговування цих функцій розподілено між різними елементами мережі SIP. Основними серед них є: клієнт SIP, проксі-сервер, сервер переадресації і сервер позиціонування (рис. 2).

Рис. 2. Мережа IP-телефонії із застосуванням протоколу SIP

Порівняльний аналіз протоколів SIP та H323

Інтенсивне впровадження IP-телефонії та жорстка конкуренція потребують постійного удосконалення функціональних можливостей обох протоколів. Переваги одного протоколу запозичували для удосконалення іншого, в той же час виправляли наявні недоліки. У підсумку, функціональні можливості обох протоколів на сьогоднішній день приблизно однакові. Проте, необхідно відзначити і суттєві відмінності. Для порівняння розглянутих протоколів було обрано наведені нижче критерії:

1. Складність протоколу. Протокол H.323 використовує двійковий формат, в той час як SIP – більш універсальний і простий текстовий. Загальний обсяг специфікацій протоколу H.323 у 4,6 раз більший, ніж у SIP [3]. Також протокол H.323 використовує у кілька разів більше інформаційних полів у повідомленнях. Можна зробити висновок, що протокол SIP є простішим в організації і використанні.

2. Розширюваність протоколу. Під розширюваністю розуміють можливість створення нових версій і забезпечення сумісності різних версій протоколів. Розширюваність протоколу SIP забезпечено шляхом: узгодження параметрів, стандартизації кодеків і модульної архітектури. Також він досить просто забезпечує сумісність різних версій: поля, що не зрозумілі обладнанню, просто ігноруються. Архітектура протоколу H.323 є монолітною, вона містить набір протоколів для одного застосування.

3. Масштабованість мережі. Масштабованість означає, що мережа дозволяє нарощувати кількість елементів. Цьому критерію повністю відповідає серверна структура SIP. Згідно з принципами побудови протоколу сервер не зберігає відомостей про поточні сеанси зв'язку і тому обробляє більше викликів, ніж аналог в H.323. Однак відсутність таких відомостей, на думку деяких фахівців, може викликати труднощі під час організації роботи мережі

Таблиця 1. Порівняльний аналіз протоколів H323 та SIP

Критерій	SIP	H323
Складність	5	3
Розширюваність	5	3
Масштабованість	4	3
Час встановлення з'єднання	5	3
Персональна мобільність користувачів	5	4
Задання пріоритетів в обслуговуванні викликів	5	0
Стандартизація додаткових послуг	0	5
Загалом	29	21

4. Час встановлення з'єднання. У запиті протоколу SIP міститься вся необхідна інформація для встановлення з'єднання разом з описом функціональних можливостей терміналу. Таким чином, у разі застосування протоколу SIP для встановлення з'єднання потрібна одна транзакція, а у разі застосування протокол у H.323 необхідно здійснювати обмін повідомленнями кілька разів.

5. Персональна мобільність користувачів. Персональна мобільність користувачів – один з

трьох основних принципів, закладених у протокол SIP. Суть його полягає в тому, що користувачеві надають послуги зв'язку в будь-якому місці в межах мережі. У протоколі H.323 механізми персональної мобільності теж передбачено, але вони менш ефективні.

6. Установлення пріоритетів в обслуговуванні викликів .У багатьох країнах існують вимоги щодо надання переваги деяким користувачам під час обслуговування викликів. У протоколі SIP можна не тільки виставити пріоритети, а й зареєструвати декілька адрес із зазначенням пріоритетності кожного з них. У протоколі H.323 таку можливість не передбачено.

7. Стандартизація додаткових послуг. Стандартизація додаткових послуг дозволяє уникнути проблем під час організації взаємодії різного обладнання різних організацій. Перевагою протоколу H.323 є наявність стандартів з надання додаткових послуг (рекомендація ITU-T H.450.X) [3]. У протоколі SIP правила надання додаткових послуг не визначено.

На підставі виявлених переваг і недоліків розглянутих протоколів за кожним з критеріїв було виставлено оцінку від 0 до 5 балів і складено таблицю для порівняння характеристик розглянутих протоколів (табл..1).

Таким чином, до основних переваг протоколу SIP можна віднести простоту організації, мобільність, розширюваність.

Висновки

На підставі здійсненого порівняння можна зробити висновок, що протокол SIP більше підходить для побудови інтегрованих і змішаних мереж. Як правило, мережі таких типів організовують вже існуючі інтернет-провайдери, які надають послуги IP-телефонії як додатковий сервіс. Для забезпечення необхідної якості передавання голосового трафіку такі компанії просто оснащують власну мережу додатковим обладнанням.

Використання SIP-протоколу також є перспективним напрямком у разі переходу до конвергентних рішень із застосуванням універсальних платформ, що забезпечують можливість надавати широкий спектр послуг: мобільного і фіксованого зв'язоку, високошвидкісний доступ до мережі Інтернет, а також реалізовувати принципово нові підходи до побудови віртуальних міні-АТС, віртуальних довідкових центрів, відео та голосової пошти і багато іншого.

Разом з тим, хочеться відзначити, що кінцевий вибір протоколу буде залежати і від цілей бізнесу, і від необхідних функціональних можливостей. І хоча під час порівняння протоколи було розглянуто як конкурентні, на практиці їх можна використовувати в різних сегментах ринку послуг зв'язку і їх можна використовувати паралельно один з одному.

Література

1. Полканов, Е. І. Інтелектуальні мережі і комп'ютерна телефонія / Є. І. Полканов, М. А., С. В. Крестьянинов. – М .: Радио и связь, 2001. - 240 с.
2. И. Масленников. Протоколы IP-телефонии /И.Масленников//BYTE Express,№10 (62), 2003.
3. Гольдштейн, Б. С. IP-телефонія / Б. С. Гольдштейн, А. В. Пінчук, А. Л. Суховицького. – М .: Радіо і зв'язок, 2001.– 336 с.
4. Гольдштейн Б. С. Протокол SIP. довідник / Б. С. Гольдштейн, А. А., Зарубін, В. В. Саморезов. – СПб .: BHV- СПб., 2005. – 456 с.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., доц. Лазебний В.С.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна
УДК 621.395.34

ОСОБЛИВОСТІ РЕАЛІЗАЦІЇ ПРОТОКОЛУ BLUETOOTHLOWENERGY

І.А. Зозуля
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: zozyl9ivan1@gmail.com

Стаття присвячена аналізу функціонування безпроводових мереж BluetoothBasicRate/EnhancedDataRate та BluetoothLowEnergy. В статті проаналізовано основні відмінності між BluetoothLowEnergy та BluetoothBR/EDR та перспективи застосування BluetoothLowEnergy. Розглянуто особливості реалізації Bluetooth 5.0

The paper is devoted to analysis of the operation of wireless networks BluetoothBasicRate/EnhancedDataRate and BluetoothLowEnergy. The main differences between BluetoothLowEnergyandBluetoothBR/EDR and aspects of application BluetoothLowEnergy were analyzed.PeculiarityoftheBluetooth 5.0 implementation was considered.

Ключові слова: безпроводові мережі, Bluetooth, енергозберігання.

Keyword: wireless networks, Bluetooth, energy saving.

Вступ

Розвиток портативної комп'ютерної та мобільної техніки в 90-х роках XX сторіччя на початку 2000-х років потребував нових рішень для поліпшення мобільності пристроїв. Bluetooth технологія бере свій початок з 1998 року [1], коли була організована TheBluetoothSpecialInterestGroup (SIG) з представників 5 компаній (Ericsson, IBM, Intel, Toshiba та Nokia). В 1999 році була представлена перша специфікація Bluetoothv1.0, в якій реалізована передачі даних з частотною маніпуляцією з швидкістю 1Мбіт/с. Кардинальні зміни відбулися в 2004, коли SIG випустила специфікацію Bluetooth 2.0 + EDR (EnhancedDataRate). В цій версії основною зміною було введення режиму прискореної передачі EDR з фазовою маніпуляцією даних. За допомогою EDR було досягнуто швидкості 2-3Мбіт/с. Але технологія Bluetooth є досить енерговитратою технологією, тому в 2010 році SIG видає специфікацію з якісно новою технологією живлення, Bluetooth 4.0 за рахунок введення режиму LowEnergy (LE). За даними SIG, за допомогою LE технології передавач може працювати на одній батарейці CR2032 протягом декількох років. BluetoothLE відкрив нові області застосування, такі як медицина, спорт, фітнес та домашнє використання, де стало можливим створювати мініатюрні датчики, з живленням від невеликої батарейки та безпроводовою передачею даних [2]. В грудні 2016 SIG була представлена нова специфікація Bluetooth 5.0 основні зміни вносяться до режиму LowEnergy, а саме: збільшена дальність роботи та швидкість передачі даних [3].

Основи роботи Bluetooth

Bluetooth є безпроводова технологія, яка використовує передачу даних за допомогою радіохвиль. Працює Bluetooth в смузі частот, яку називають ISM (Industry, ScienceandMedicine), що не потребує додаткового ліцензування частот. Bluetooth використовує частоти від 2,402ГГц до 2,48ГГц, при цьому вся смуга розділена на 79 каналів, які розташовані на відстані 1МГц один від одного. Особливістю роботи Bluetooth є використання стрибкоподібної перебудови частоти (frequency hoping). Перебудова частоти використовується для боротьби з завадами та затуханням сигналу. Під час перебудови частоти несуча частота сигналу, яка відповідає центральній частоті каналу, стрибкоподібно змінюється і набуває значення частоти одного з каналів, причому алгоритм, по якому необхідно виконувати зміну частоти, відомий лише для пари приймач-передавач, а для інших пристроїв ця перебудова вважається випадковою. Швидкість перебудови 1600 разів в секунду, що відповідає часу одного часового слоту. В Bluetooth використовується дуплексне з'єднання з часовим розділенням, в якому проміжки каналів прийому та передачі реалізовані такими, що не перетинаються в часі. Часові проміжки називають слотами. Слоти мають однакову довжину, яка становить 625мкс. Слоти в часі розподіляються послідовно, тобто після слоту каналу передачі завантаження передається у слот каналу прийому і навпаки.

Bluetooth працює в двох передавальних режимах: стандартному (basicrate– BR) та з прискореною передачею даних (EDR). Стандартний режим є обов'язковим режимом, він має підтримуватися всіма пристроями, які використовують Bluetooth. В даному режимі використовується бінарна частотна маніпуляція, в якій біт 0 модулюється відхиленням частоти, яке становить – 130кГц від центральної частоти каналу, а біт 1 модулюється відхиленням частоти, яке становить +130кГц. Максимальна швидкість в базовому режимі складає 1Мбіт/с. Режим з прискореною передачею даних є опціональним, він використовує два варіанти диференціальної фазової маніпуляції π/4-DQPSK та 8 DPSK. Швидкість передачі даних при використанні режиму π/4-DQPSK складає 2 Мбіт/с, а при використанні режиму 8 DPSK – 3 Мбіт/с. В обох режимах мінімальна чутливість приймача визначається рівнем при якому спотворюється не 0,01% прийнятої інформації.

Система Bluetooth забезпечує наступні типи з'єднань: з'єднання точка-точка (point-to-point), з'єднання точка-мультиточка (point-to-multipoint). В з'єднанні точка-точка фізичний канал розподіляється між двома Bluetooth пристроями, одне з яких є ведучим пристроєм (master), інший – веденим пристроєм (slave). В з'єднанні точка-мультиточка фізичний канал розподіляється між декількома Bluetooth пристроями, серед яких існує декілька ведених пристроїв, але лише з одним ведучим. Такі з'єднання наживаються пікомережі (piconets). Об'єднання пікомереж називається скаттермережа (scatternet). В скаттермежі ведучий однієї пікомережі може бути веденим в іншій пікомережі. В мережі Bluetooth інформація передається пакетами, які мають структуру в залежності від використовуваного режиму роботи (рис.1). В стандартному режимі використовується пакет складений з 3 частин (рис.1*а*), а саме: коду доступу (access code), заголовка пакета (the header) та корисної інформаційної частини (the

payload). Пакет для режиму прискореної передачі даних складається з 6 частин (рис. 1*б*): коду доступу (access code), заголовка пакета (the header), захисного періоду (guard period), послідовності синхронізації (synchronization sequence), корисної інформаційної частини EDR (Enhanced Data Rate payload) та причепу (trailer). Код доступу та заголовок пакету передаються використовуючи частотну маніпуляцію, а послідовність синхронізації, корисна інформаційна частина та причеп передаються використовуючи фазову маніпуляцію. Захисний період використовується, для переходу між режимами модуляції.

Основні відмінності BluetoothBR/EDR та BluetoothLE

BluetoothLE версії 4.0 використовує смугу частот BluetoothBR/EDR, але кількість каналів зменшена до 40 шириною 2МГц кожен. LE режим використовує лише частотну модуляцію з швидкістю передачі 1Мсимвол/с. Біт 0 модулюється відхиленням частоти, яке становить не менше

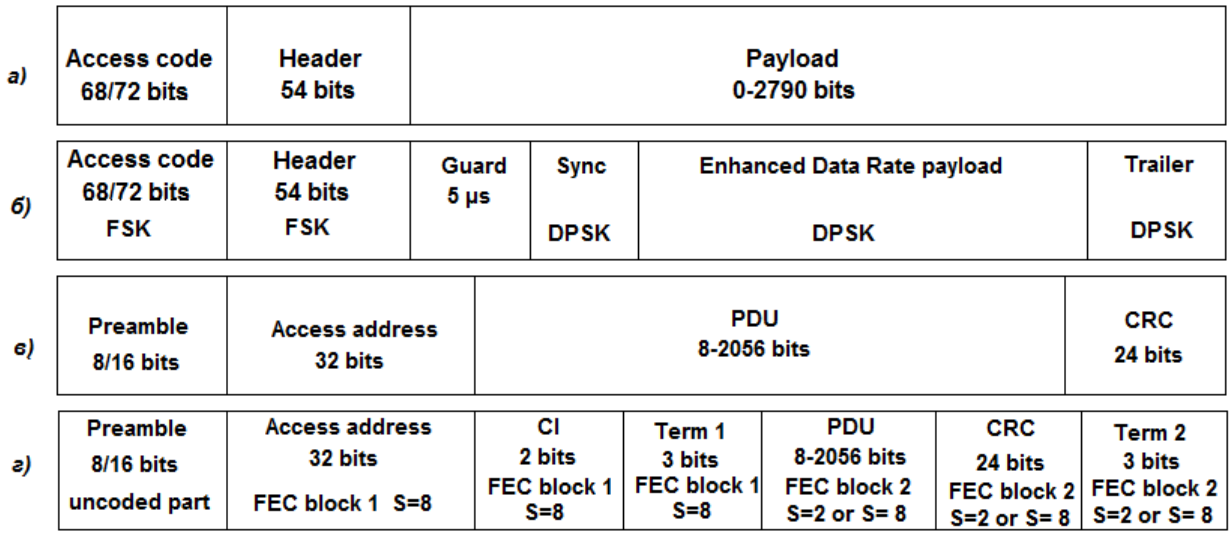


Рис.1 *а)* структура пакету BluetoothBR, *б)* структура пакету BluetoothEDR, *в)* структура некодованого пакету BluetoothLE, *г)* структура кодованого пакету BluetoothLE

-185кГц для режиму з швидкістю 1Мсимвол/с, а біт 1 модулюється відхиленням частоти, яке становить не менше +185кГц. Така схема модуляції має більший модуляційний індекс ніж стандартний режим завдяки підвищенню ширини каналу, а це в свою чергу, дає можливість зменшувати вимоги для потужності трансиверів, що допомагає заощаджувати енергію. Основна особливість режиму LowEnergy є відсутність використання частотних стрибків. Аналізуючи використання енергії, саме процес перелаштування частоти каналу є наймарнотратнішим. По-перше, кожні 625мкс потрібно змінювати частоту, по-друге завжди потрібно тримати внутрішні таймери пристроїв синхронізованими. Стандартний режим використовує постійний обмін пакетами даних, навіть за відсутності передачі інформації в парі іде передача порожніми пакетами (POLL-NULLpackets), тобто фактично виходить, що пристрій в парі завжди потребує витрат енергії. В LowEnergy режимі такого не відбувається, за рахунок того, що коли не передається корисна інформація ведений пристрій (часто датчик) знаходиться в режимі

очікування, переключаючись на прослуховування спеціально виділених каналів (advertisementchannel), очікуючи команди, після якої пристрій буде ініціалізований та буде встановлено з'єднання. Дуплексне з'єднання з часовим розділенням також використовується в BluetoothLE. Структура пакету відрізняється від структури в стандартному режимі й складається з 4 частин (рис 1 *в*): преамбула (preamble), адреса доступу (Access Address), корисна інформаційна частина (PDU) та контрольна сума (CRC). Основний недолік BluetoothLowEnergy полягає в тому, що в парі пристроїв обидва мають бути трансіверами BluetoothLowEnergy. Дана проблема обмежує використання LE технології, але на сьогоднішній час виготовляються трансівери Bluetooth трьох типів: з підтримкою BluetoothBR/EDR, з підтримкою BluetoothLowEnergy та з підтримкою обох технологій.

В Bluetooth 5.0 було збільшена швидкість передачі даних до 2Мсимволів/с. Зміни відбулися за рахунок зменшення тривалості символів в пакеті.Якщо у версії Bluetooth 4.0 максимальний за довжиною пакет з 2120 символів передавався за 2120мкс, то у версії Bluetooth 5.0 він передається за 1060мкс. Змінилося значення відхилення частоти, якою модулюється сигнал з 185кГц на370 кГц.Також зміни відбулися і в дальності дії за рахунок використання згорткового кодування [3]. Згорткове кодування – це метод прямої корекції помилок, який дозволяє виправляти помилки методом попередження. Застосовується для виправлення збоїв та помилок при передачі інформації, шляхом передачі додаткової службової інформації, на основі якої може бути відновлена основна інформація. Використовується саме згорткове кодування через те що розмір пакету не постійний та може змінюватися, а згорткові коди працюють з бітовими потоками саме довільної довжини [4]. Формат кодованого пакету відрізняється від формату звичайного пакету і складається з 7 частин (див рис 1*г*): преамбула (preamble), адреса доступу (Access Address), кодового індикатору (Ci), поле завершення першого блоку (Term1), корисне навантаження (PDU), контрольна сума (CRC) та поле завершення другого блоку (Term2). Кодування виконується 2 блоками, причому преамбула не кодується. Перший блок складається з адреси доступу, кодового індикатору та поля завершення першого блоку. Другий блок складається з корисного навантаження (PDU), контрольної суми (CRC) та поля завершення другого блоку [3]. Кодування першого блоку завжди виконується з коефіцієнтом S=8, а кодування другого блоку може виконуватися з коефіцієнтом S=2 або з коефіцієнтом S=8. Використовуючи різні коефіцієнти кодування змінюється і швидкість передачі даних, а саме: швидкість передачі даних за коефіцієнта S=2 відповідає швидкість 512 кбіт/с, а за коефіцієнта S=8 — 128 кбіт/с.

Висновки

Поява технології безпроводової передачі даних Bluetooth дало можливість створити новий клас пристроїв в електроніці. Велика розповсюдженість технології в мобільних пристроях та ноутбуках та іншій електронній техніці, а також сумісність різних версій створило підґрунтя для створення різноманітних додатків. Використання BluetoothLowEnergy відкрило нові області роботи, пов'язані з використанням мініатюрних датчиків для контролю медичних характеристик, та характеристик навколишнього середовища, використання с таких системах, як розумний дім

та Інтернет речей. BluetoothLowEnergy продовжує змінюватися та вдосконалюватися, покращуючи свої основні показники: дальність дії та швидкість передачі даних.

Література

1. OurHistory[Електроннийресурс] – Режим доступу до ресурсу:https://www.bluetooth.com/about-us/our-history.
2. SIG INTRODUCES BLUETOOTH LOW ENERGY WIRELESS TECHNOLOGY, THE NEXT GENERATION OF BLUETOOTH WIRELESS TECHNOLOGY [Електронний ресурс]. – 2009. – Режим доступу до ресурсу: http://web.archive.org/web/20091220154236/www.bluetooth.com/Bluetooth/Press/SIG/SIG_INTRODUCES_BLUETOOTH_LOW_ENERGY_WIRELESS_TECHNOLOGY_THE_NEXT_GENERATION_OF_BLUETOOTH_WIRELESS_TE.htm.
3. SIG. Bluetooth Core Specification v5.0 / SIG., 2016. – 2073 с.
4. Forward error correction [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://en.wikipedia.org/wiki/Forward_error_correction#Types_of_FEC.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., доц. Прокопенко Ю.В.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ФіБМЕ, Київ, Україна.

УДК 004.7:654.195.6

ОЦЕНИВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ КОЛЛИЗИЙ В БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ WI-FI

Инь ЧеньЛянь
КПИ им. Игоря Сикорского, Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: 254771778@qq.com

В статье приведены результаты исследований вероятности возникновения коллизий в беспроводных сетях Wi-Fi. Исследовано влияние величины конкурентного окна и количества активных станций в сегменте сети. Получены уточненные соотношения для определения вероятности коллизии для одной станции и для сегмента сети в целом.

The article presents the results of studies of the probability of occurrence of collisions in wireless Wi-Fi networks. The influence of the value of the competitive window and the number of active stations in the network segment was investigated. The refined relationships are obtained to determine the collision probability for one station and for the network segment.

Ключевые слова: *беспроводная сеть,коллизия,конкурентное окно,вероятность.*

Keywords: *wireless network, collision, contention window, probability.*

Введение

В настоящее время сети Wi-Fi получили широкое распространение как средство доступа к информационным ресурсам. Базовым способом доступа к радиоканалу беспроводной сети является конкурентный способ доступа [1, 2]. Несмотря на применение метода множественного доступа две или несколько активных станций сети могут одновременно начать передачу кадров, что приводит к коллизии и необходимости реализации механизма ее преодоления. Многие исследователи беспроводных сетей Wi-Fi отмечают, что на практике пропускная способность этих сетей оказывается ниже расчетной, например [3]. Целью проведенных исследований было уточнить расчетные соотношения для определения статистических параметров процесса функционирования беспроводной сети.

Оценивание процесса возникновения коллизий в беспроводной сети Wi-Fi

Исходными данными для анализа являются минимальное значение конкурентного окна $CW_{min}=W$ и количество активных станций в сети N. Считаем,также,что в сети применена двоичная показательная функция для изменения величины конкурентного окна для станций, участвующих в коллизии. Количество повторных попыток получить доступ к каналу в случае коллизии ограничено числом R [4].

Рассмотрим вероятность коллизии для одной станции сети, в которой присутствует еще (N-1) активная станция, которые одновременно стремятся получить доступ к каналу.Оценивание будем осуществлять в соответствии с подходом, предложенным в работе

[2] для определения виртуального конкурентного окна. Т.е. рассматриваем процесс функционирования сети с насыщенной нагрузкой, как некоторый квазистационарный процесс.

В случае наличия двух станций в сети вероятность p_{c1} того, что данная станция при передаче очередного кадра попадет в коллизию на первой стадии доступа к каналу составит

В случае наличия двух станций в сети вероятностьp_{c1}того, что данная станция при передаче очередного кадра попадет в коллизию на первой стадии доступа к каналу составит $p_{c1}=\frac{1}{W}$,а вероятность того,что коллизия не произойдет буде равна $(1-p_{c1})$.

Вероятность отсутствия коллизии для данной станции в случае наличия (*N*-1) активных станций в сети составит $(1-p_{c1})^{N-1}$,а вероятность коллизии для данной станции составит

$$p_c=1-(1-p_{c1})^{N-1}. \quad (1)$$

График этой зависимости для двух значений конкурентного окна приведен на рис.1.

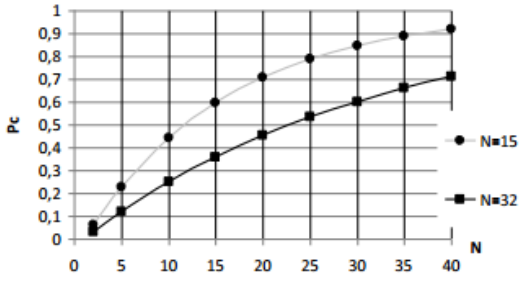


Рис.1

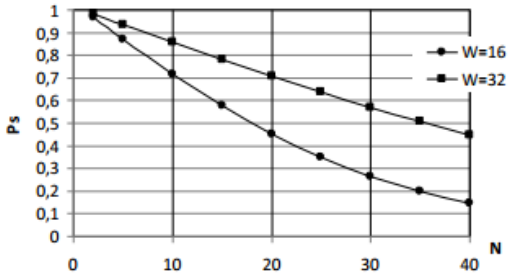


Рис. 2

Рассмотрим теперь вероятность успешной передачи кадра, которая обусловлена только процедурой конкурентного доступа к каналу. Поскольку в случае возникновения коллизии станция будет осуществлять повторную попытку с использованием увеличенного конкурентного окна будем искать вероятность успешной передачи p_s как сумму вероятностей успешной передачи во время всех последовательных попыток. В случае квазистационарного процесса в беспроводной сети вероятность коллизии на всех стадиях доступа будет одинаковой и равнаp_c. Вероятность успешной передачи во время первой попытки (на первой стадии) будет определяться соотношением $p_{s1}=\tau_1(1-p_c)$,гдеτ_1 – вероятность доступа к каналу на первой стадии. Вероятность успешной передачи будет определяться соотношением

$$p_{s1}=p_c^{(i-1)}\tau_i(1-p_c), \quad (2)$$

где τ_i – вероятность доступа к каналу на *i*-той стадии;

На первой стадии вероятность доступа к каналу для всех станций одинакова и она опре-

деляется начальным значением конкурентного окна. На второй стадии величина конкурентного окна для станции, которая участвовала в коллизии, увеличится вдвое, а это в свою очередь означает, что для нее вероятность получить доступ к каналу будет в два раза меньше чем для станций, которые не участвовали в коллизии. Изменение конкурентного окна будем учитывать как изменение вероятности доступа к беспроводному каналу.

На основании сделанных замечаний для вероятности успешной передачи кадра было получено соотношение

$$P_S = (1 - p_C)\left[1 - \left(\frac{p_C}{2}\right)^R\right]/(1 - \frac{p_C}{2}), \quad (3)$$

Еще одним важным вопросом, который необходимо выяснить для прогнозирования пропускной способности беспроводной сети является оценка возникновения коллизий между любыми активными станциями. Считаем, что все активные станции сети находятся на первой стадии доступа к радиоканалу и используют для загрузки счетчика обратного счета число измножества {1,2,…, W}. Вероятность коллизии найдем как отношение возможных размещенийчисел из W по N, в которых имеются повторы чисел, загруженных в счетчики разных станций кобщему числу размещений с повторами.С учетом приведенных выше параметровбеспроводнойсети для вероятности возникновения коллизий при наличииN активныхстанцийполучено соотношение$P_0 = 1 - \frac{W!}{(W-N)! \cdot W^N}$ (4). График этой зависимости приведенна рис.3.

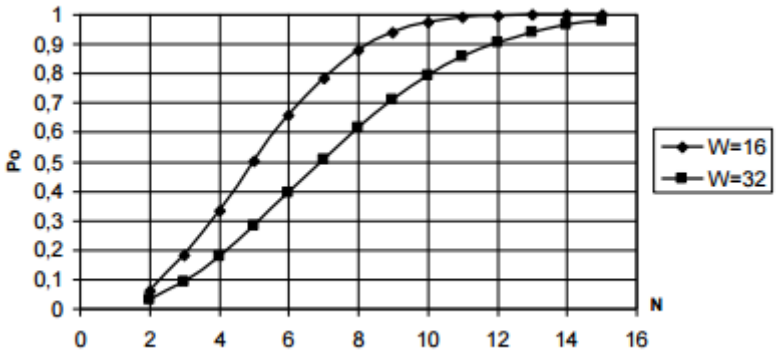


Рис. 3

Выводы

1. Для оценивания непроизводительных затрат времени в процессе функционирования беспроводной сети с конкурентным доступом к радиоканалу необходимо учитывать как вероятность коллизии для данной станции, так и вероятность коллизий между другими станциями сети.

2. Уточнено соотношение для определения вероятности коллизии для одной (выбранной)активной станции сети Wi-Fi. Из приведенного графика следует, что с увеличение числа актив-ных станций вероятность коллизии быстро возрастает. Например, если количество активных станций составляет 10% от величины начального конкурентного окна, то вероятность коллизии составляет около 6%, а при увеличении числа активных станций до 30% от величины началь-ного конкурентного окна, вероятность коллизии возрастает до приблизительно 25%.

3. Из графика зависимости, рис.4, вероятности возникновения коллизий в беспроводной сети при наличии *N* активных станций, следует, что вероятность коллизии резко возрастает с увеличением количества активных станций. С учетом ограничений на задержку передачи кадров мультимедийных приложений именно этот фактор может приводить к нарушению нормального функционирования беспроводной сети даже при относительно небольшом количестве активных станций.

Литература

1. С.Пахомов Механизмы коллективного доступа в сетях 802.11/Сергей Пахомов // Компьютер-Пресс, 2004,N № 5.-С.53 - 58.

2. V.Lazebnyi. The concept of Virtual Contention Window for 802.11 IBSS wireless local area network mathematic modeling/ A.Lazebnyi, V.Lazebnyi// «Електронікатазв'язок», № 6(65), 2011, - С.39-45.

3. В. С. Лазебний. Оцінювання інформаційної пропускної здатності безпроводового каналу телекомунікаційної мережі стандарту 802.11 / В. С. Лазебний // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційнихтехнологій. - 2012. - т. 10, № 4. - С. 72-78.

4. В.С.Лазебний. Оцінювання процесів у безпроводовій мережі з конкурентним доступом до телекомунікаційного каналу / В.С.Лазебний, К. Басел// Електроніка та зв'язок, №2, 2014, - С.16-20.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доцент. Лазебний В.С.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ЗТ та РІ, Київ, Україна

УДК 621.3.049.77

АНАЛІЗ СУЧАСНИХ СТАНДАРТІВ СИСТЕМ БЕЗПРОВОДОВОГО ЖИВЛЕННЯ ТА ПРОБЛЕМИ ЇХ ЗАСТОСУВАНЯ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

О.М. Зінько
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: alexeyzinko@yandex.ru

Розглянуто основні стандарти систем безпроводового електроживлення, принципи функціонування. Також за результатами комп'ютерного моделювання було отримані дані про характеристики поля котушки системи безпроводового електроживлення.

This article reviews the basic standards of wireless power, principles of their implementation and operation. Also, the results of computer simulation were obtained data on characteristics of the field coil wireless power supply system.

Ключові слова: *безпроводове електроживлення, електромагнітна сумісність, електромагнітна індукція, стандарт, телекомунікаційна система, qi*

Keywords:*wireless power, electromagnetic compatibility, electromagnetic induction, standard, telecommunication systems, qi*

Вступ

Безпроводові технології поступово закріплюються в житті сучасної людини. Нові стандарти стільникового зв'язку, безпроводове заряджання телефонів, Wi-Fi в кожному будинку, корпоративні безпроводові мережі. В недалекому майбутньому в широкі маси увійде безпроводове живлення телекомунікаційних систем, побутової техніки, систем безпеки.

У зв'язку зі стрімким поширенням безпроводоових технологій необхідно приділити увагу проблемі експлуатації цих систем в телекомунікаційних системах і пристроях.

В найближче десятиліття з розвитком технологій сфера застосування безпроводових зарядних пристроїв не буде обмежуватись заряджанням акумуляторів високотехнологічних гаджетів. Можлива область їх застосування значно ширша. Крім споживчого ринку електроніки, безпроводові зарядні пристрої можуть успішно використовуватися в сегменті медичних приладів, мережах безпроводових датчиків, автотранспортних засобах, світлотехнічному обладнанні тощо.

Види систем безпроводового електроживлення

На сьогодні існує декілька способів безпроводової передачі енергії. Qi - стандарт, розроблений Консорціумом безпроводової електромагнітної енергії (Wireless Power Consortium[1], WPC) для індукційної передачі енергії на відстань до 4 см . Апаратура Qi включає в себе пластину передавача і сумісний приймач в під'єднувальному пристрої. При використанні підключений пристрій розміщують на пластині передавача. Заряджання відбувається за допомогою індукційної передачі енергії. Виробниками, що використовують цей стандарт в

деяких своїх пристроях, є: Asus, HTC, Huawei, LG Electronics, Motorola Mobility, Nokia, Samsung, Sony, Yota Devices[2].

Індуктивний спосіб електроживлення використовує електромагнітне поле для передачі енергії між двома об'єктами. Це, зазвичай, забезпечує зарядна станція. Енергія передається через індуктивний зв'язок з електричним пристроєм, який може потім використовувати цю енергію для заряджання батарей або запуску пристрою. Індукційні зарядні пристрої використовують індукційну котушку для створення змінного електромагнітного поля поблизу зарядного пристрою, а друга індукційна котушка в портативному пристрої живиться від електромагнітного поля і перетворює його в електричний струм для заряджання акумулятора. Дві індукційні котушки формують електричний трансформатор. Великі відстані між передавальною та приймальною котушкою можуть досягатись, коли індуктивна система заряджання використовує резонансний трансформатор.

Power Matters Alliance (PMA) - організація, заснована, щоб створити систему для безпроводових технологій електроживлення, у тому числі для заряджання пристроїв, які оснащені акумуляторами. Хоча PMA використовує аналогічний стандарту Qi фізичний принцип заряджання, електромагнітну індукцію, відмінності все ж є. Полягають вони в частоті роботи, яка для PMA становить 277-357 кГц. На даний момент PMA досить сильно програє Qi в популярності.

The Alliance for Wireless Power[3] (A4WP) - організація, заснована для створення глобальної екосистеми безпроводового заряджання за технологією Rezence ™. Принцип цієї технології базується на ефекті магнітного резонансу. Саме це дозволяє істотно розширити область заряджання від однієї базової станції, а також заряджати відразу декілька пристроїв. Передана потужність може досягати 50 Вт, чого може бути цілком достатньо для ноутбука.

Табл. 1. Порівняння основних стандартів безпроводового електроживлення

	A4WP (Alliance for Wireless Power)	PMA (Power Matters Alliance)	WPC-Qi (Wireless Power Consortium)
Технологія	Магнітний резонанс	Електромагнітна індукція	Електромагнітна індукція
Робоча частота	6.78 МГц	277-357 кГц	100-205 кГц
Потужність передавача	16 Вт	5 Вт	5 Вт
Максимальна дальність дії	50 мм	5 мм	до 40 мм
Зв’язок	BLE (Duplex)	Вбудована антена	Simplex, Low BW

Розміщення приймача і передавача	довільне	фіксоване	обмежене
Застосування	Мобільні телефони ноутбуки	Мобільні телефони	Мобільні телефони

В таблиці 1 показано, що технологія Rezence (A4WP) має деякі переваги в порівнянні з іншими: це і більша потужність, і більша дальність дії, і більш зручне використання. Однак ширшої популярності набуває саме стандарт Qi через сильну підтримку великих компаній. Проте, в зв'язку зі стрімким розвитком технології безпроводового електроживлення, точно не можна сказати яка з технологій стане основною через декілька років.

Комп'ютерне моделювання котушки індуктивної системи електроживлення

Для комп'ютерного моделюваня було обрано програмне забезпечення ELCUT враховуючи сильні сторони та переваги цього продукту, в тому числі: швидка обробка данних, простий та зручний інтерфейс, безкоштовне розповсюдження (студентська версія), великий набір інструментів для обробки результатів розрахунку.

В якості об'єкту моделювання за основу обрано передавальну котушку стандарта Qi (WPC). Одним з найважливіших параметрів поля для аналізу є напруженість поля H. Значення сили струму, який протікає в котушці діаметром 1мм, становить 1А. Частоту роботи струму встановлено 150 кГц.

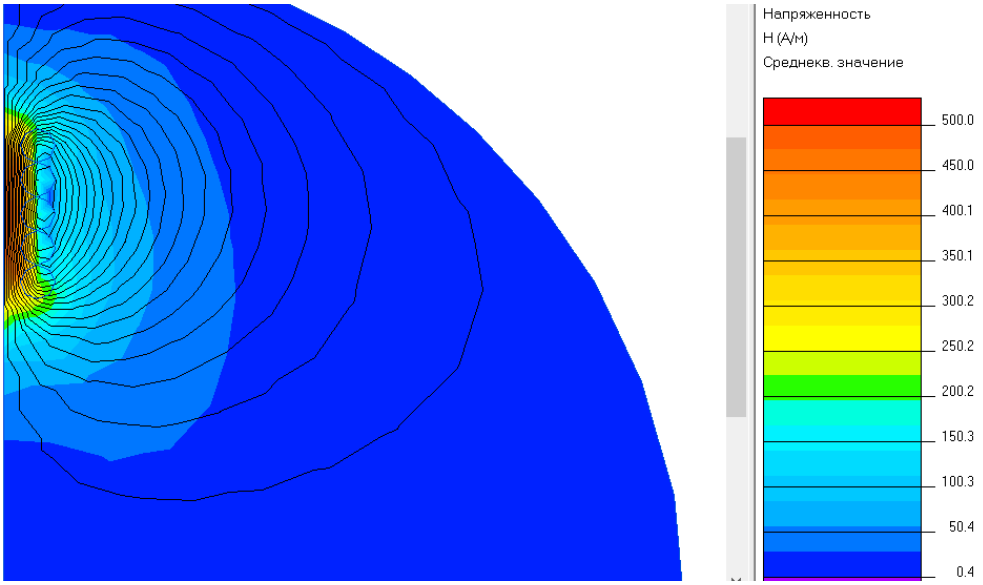


Рис.1. Графічне зображення напруженості поля плоскої екранованої котушки з 5 витками

Аналіз зображення поля котушки на рисунку 1 показав, що показники напруженості поля перевищують допустиме значення 50 А/м на відстані 4 мм від котушки. На відстані від 4 мм показники напруженості цілком відповідає нормам гранично-допустимих значень.

Найбільш ефективною відстанню для безпроводового заряджання можна вважати до 5 мм від поверхні передавальної котушки. Враховуючи, що передавальна котушка починає генерувати поле лише при детектуванні приймаючої котушки (часто вбудованої в електротехнічний пристрій), то зону біля котушки, де значення напруженості перевищує допустиме, можна вважати умовно безпечною.

Основним шляхом удосконалення безпроводових зарядних пристроїв є збільшення потужності передавальної станції, однак в такому випадку показники поля котушки будуть перевищувати гранично-допустимими показники електромагнітних полів[4] а саме електромагнітне поле матиме негативний вплив на інші електронні системи у вигляді індукційних і кондуктивних завад. .

Висновки

Сьогодні існує три основні технології безпроводового електроживлення: Qi, Rezence та PMA. Найбільш поширеною є Qi (використовує індукційний спосіб передачі енергії), найбільш перспективною – Rezence за рахунок більшого радіусу дії 50 мм (використовується технологія магнітного резонансу). Також цей стандарт передбачає вищу ефективну потужність ~16 Вт, що розширює межі використання.

Застосування пристроїв безпроводового електроживлення в телекомунікаційних системах є досить перспективним. Однак при збільшенні потужності передавальних котушок електромагнітне поле буде негативно впливати на електронні компоненти інших незахищених систем, що потрапляють в зону дії поля котушки пристрою безпроводового живлення. Тому питання збільшення потужності та безпеки експлуатації потребують подальшого дослідження, а самі системи - вдосконалення.

Література

1. "Wireless Power Consortium". Retrieved November 22, 2015.
2. "Qi Group Announces Wireless Power Prototypes". eWeek Europe. Retrieved 12 December 2011.
3. "Alliance for Wireless Power (A4WP) Announces the Expansion of the Rezence™ Standard to 50 Watts to Include Tablets, PCs and Peripherals". MarketWatch. PR Newswire.
4. Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів 18.12.2002 N 476.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доцент Швайченко В.Б.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ЗТРІ, Київ, Україна

УДК 004.7:654.195.6(045)

ПОЛІПШЕНИЙ МЕХАНІЗМ ЗАХИСТУ КАДРІВ УПРАВЛІННЯ В МЕРЕЖАХ 802.11

С.М. Ємець

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: sergiiyemets@gmail.com

У статті наведено результати аналізу захищеності безпроводової мережі стандарту на етапі установлення з'єднання з новим клієнтом. Проаналізовано механізм аутентифікації клієнта і можливі ризики щодо перехоплення службової інформації для несанкціонованого доступу до інформаційних потоків. З'ясовано уразливі місця у процедурі установлення з'єднання з мережею із застосуванням специфікації 802.11i+802.11w.

The results of the analysis of wireless network security standard during connection procedure of new clients. Analysis of client authentication mechanism and possible risks of interception of special information for unauthorized access to information flows. It was found vulnerabilities in the process of establishing a connection to the Wireless network by using of technology 802.11i+802.11w.

Ключовіслова:

безпроводовамережа,специфікація802.11w,аутентифікація,кадриуправління, Robust Management.

Key words: *Wireless network, 802.11w specification, Authentication, management frames,Robust Management.*

Вступ

Безпроводові мережі стандарту 802.11 набули поширення для забезпечення доступу до інформаційних ресурсів як сегменти корпоративних мереж, як сегменти мереж загального доступу (хот-споти), як засоби індивідуального користування [1]. Механізми захисту інформації у таких мережах постійно удосконалюють, проте певна небезпека несанкціонованого доступу все ж залишається. Метою здійсненого дослідження було з'ясувати особливості удосконаленого механізму безпеки аутентифікації запропонованого у специфікації 802.11w. Було проаналізовано наявність вразливих місць у механізмі початкового доступу до мережі, а також можливість зашкодити нормальному функціонуванню безпроводової мережі з урахуванням реалізації специфікації802.11i.

Основна частина

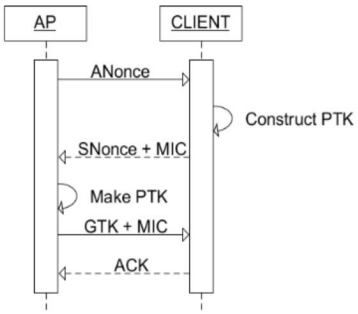
Одну з найпростіших атак DoS здійснюють через деаутентифікацію та від'єднання клієнта. Це відбувається внаслідок недостатньої захищеності кадрів управління. Специфікацію 802.11w було розроблено для запобігання цій загрозі за допомогою додання нових функції безпеки, Однак за результатами ґрунтовних досліджень такі удосконалення на є достатньо надійними [2, 3].

802.11w – поправка 2009 року для захисту цілісності з'єднання та чутливої до передавання інформації. 802.11w – поліпшення до специфікації 802.11i, що мала забезпечити достатню надійність.

Security Network (RSN). Нова поправка містить положення щодо управління надійністю(RobustManagement – RM) для безпеки передавання певних кадрів управління, класифікованих як Деаутентифікація, Дисоціація, та Активація кадрів управління [4].

Основні компоненти безпеки RM кадрів дозволяють запобігати маскуванню станцій зловмисників під інші станції, виявляти перенаправлення пакетів, запобігати їх підробленню, переш-коджати підслуховуванню. Для того щоб можна було розпізнати пристрій з підтримкою 802.11w, в кадри управління RSN було додано Інформаційний Елемент (IE), біти, якого було додано до поточного набору параметрів 802.11i.

Чотириетапна процедура доступу до мережі є вразливою під час передавання першого повідомлення від точки доступу до клієнта. По-перше, не існує способу запобігти підробці повідомлення та його передавання клієнту. Це пов'язано з тим, що 802.11w не забезпечує безпеку будь-яких кадрів до генерації PTK. Ця вразливість обумовлена механізмом запропонованим у 802.11i. По-друге, коли точка доступу посилає перший запит (ANonce) до клієнта, клієнт повинен сформувати початкові PTK і MIC повідомлення, що потребує певного часу (рис. 1). Це створює можливість для атакуючого відправити підроблені кадри Деаутинтифікації та Дисоціації до того моменту, як клієнт матиме змогу відповісти другим повідомленням процедури установлення зв'язку Snonce + MIC. Окрім того, не існує жодного механізму безпеки для того, щоб запобігти підслуховуванню чотириетапної процедури доступу до мережі. Це створює небезпеку, що зашифрований PMK, який використовуєть для побудови PTK може бути отримано разом з усіма да-ними під час сеансу зв'язку. Цю інформацію можна використати в словникових атаках на WPA та PSK пароль. Вклинитись між вузлами мережі під час аутентифікації досить легко і за допомогою формування підробних запитів про асоціацію, повідомлення 1 з 4-етапної процедури, або переривання процесу аутентифікації. Щоб виправити цю ситуацію та зробити фазу аутентифікації безпечною були винайдені Temporary Safe Tunnels (TST) [3].



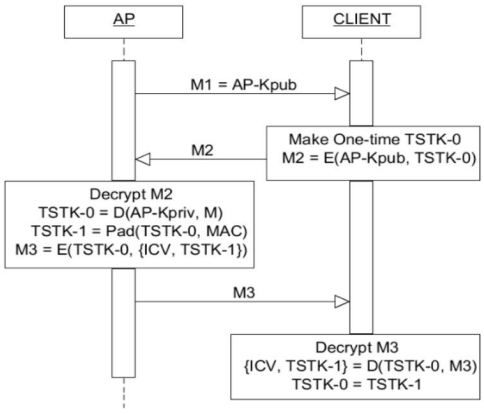


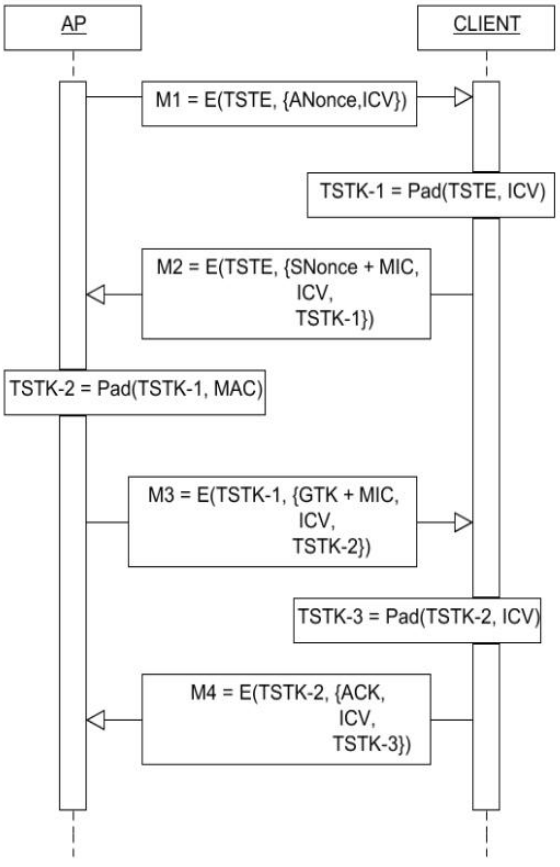
Рис.1. Чотириетапне рукостискання Рис. 2. Встановлення TST шляхом 3-етапного рукостискання

З використанням TST, всі обміни файлами між вузлами захищені, що робить кадри управління безпечними і запобігаєі підміні на MAC рівні, переспрямовуванню пакетів, та, можливо,DoS. TST захищає від підробних кадрів деаутентіфікації під час обміну службовою інформацією, та навіть, запобігає здійсненню атаки на PSK із застосуванням словника.

Час життя TST обмежений, він триває лише поки установлення з'єднання не завершено. На рис. 2. наведено послідовність обміну інформацією під час процедури встановлення TST з використанням триетапної процедури установлення з'єднання (рис.2). Вузол, який ініціює генерацію повинен мати публічний та приватний ключі. Точка доступу посилає повідомлення 1 (M1) як свій публічний ключ AP-K pub. Клієнт, використовує повідомлення one-time-pad як початковий ключ Temporary Safe Tunnel Key, TSTK-0, та шифрує його за допомогою AP-K pub.

Повідомлення 2 надходить на точку доступу як зашифрований TSTK-0. Після отримання, точка доступу розшифровує власним ключем, AP-K priv для отримання значення TSTK-0. Потім, використовуючи MAC із заголовка пакета клієнта та нове повідомлення one-time-pad, точка доступу створює новий TSTK-1. Точка доступу генерує перебіркове значення Integrity Check Value (ICV), яке потім комбінується з TSTK-1.

Повідомлення 3 точка доступу генерує шляхом шифрування із застосуванням TSTK-0, об'єднане повідомлення {ICV, TSTK-1} використовують для передавання нового TSTK клієнта.



Клієнт розшифровує повідомлення 3 за допомогою TSTK-0, і отримує ICV та TSTK-1. Після перевірки цілісності, TSTK клієнта заміняється на TSTK-1, а TST встановлюють шляхом безпечного обміну TSTK. Надалі TSTK-1 буде використано як Temporary Safe Tunnel Entity, що було створено з використанням інформації про відправника MAC та попереднього TST.

З установленим TST точка доступу та клієнт можуть почати фактичну фазу аутентифікації з використанням TSTE. Для здійснення комунікації треба, щоб кожен пакет було передано з новим TSTK, гарантуючи тим самим відсутність підроблених пакетів, за допомогою яких можливо перервати фазу аутентифікації, після створення TST. На рис. 3 наведено безпечену процедуру аутентифі-кації з використанням TST.

Рис.3. Схема чотириетапної процедури з'єднання, захищеного із застосуванням TST

Під час такої процедури точка доступу починає з відправлення захищеного повідомлення 1 аутентифікації чиотириетапного з'єднання, яке зашифровано оригіналом TSTE створеним TST. Клієнт розшифровує це повідомлення із застосуванням TSTE і генерує новий TSTK-1. Далі надсилається повідомлення 2, зашифроване із застосуванням TSTE, що містить повідомлення з новим TSTK-1. Точка доступу розшифровує це повідомлення, перевіряє цілісність і MAC, а потім

генерує новий TSTK-2. Захищене повідомлення 3 буде відправлено в зашифрованому вигляді з TSRK-1, що містить TSRK-2. Клієнт розшифровує це повідомлення, генерує новий TSTK-3, і надсилає захищене повідомлення 4 ACK до точки доступу. В разі успіху всі TST ключі скасовують .

Якщо протягом часу очікування виникають через затримки передавання, або затримки, обумовлені тривалістю існування пакета, тоді TST скасовують і процедуру починають заново, щоб згенерувати новий TST та почати аутентифікацію. TST оберігає від підробних повідомлень аутентифікації, в тому числі значень таймерів, що призводять до виникнення умови завершення зв'язку (deadlock). Крім того, застосування TST створює безпечний спосіб аутентифікації, запобігаючи підслуховуваню зловмисниками усередині та ззовні мережі, оскільки зв'язок між вузлами існує лише тих для вузлів, що беруть участь у процесі установлення з'єднання.

Висновки

1. З'ясовано, що фізичний рівень знаходиться під загрозою припинення зв'язку, MAC рівень – під загрозою підробки кадру управління, Протокол аутентифікації може бути перерваний, а драйвери і прошивки модифіковано.
2. Використання TST на етапі аутентифікації значно підвищує безпечність здійснення цієї процедури, але натомість має і свої недоліки, такі як необхідність заздалегідь генерувати пари приват-них та публічних ключів на клієнті та точці доступу.
3. Одним із обмежень для використання стандартів захисту процедури з'єднання є те, що у користувачів є забагато застарілих пристроїв, які виконують свою функцію, але не підтримують новітні розробки в галузі безпеки. Також, слід зазначити, що апаратне забезпечення частини пристроїв, а особливо застарілих моделей, обмежує можливість застосувати шифрування.

Література

1. Лазебний В. С. Оцінювання інформаційної пропускної здатності безпроводового каналу теле-комунікаційної мережі стандарту 802.11 / В. С. Лазебний // Вісник Державного університету інфо-рмаційно-комунікаційних технологій. - 2012. - т. 10, № 4. - С. 72-78.
2. Md. Sohail Ahmad and Shashank Tadakamadla. 2011. Short paper: security evaluation of IEEE 802.11w specification. In Proceedings of the fourth ACM conference on Wireless network security (WiSec '11). ACM, New York, NY, USA, 53-58.
3. Wang, Weijia; Wang, Haihang; , "Weakness in 802.11w and an improved mechanism on protection of management frame," Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 2011 International Conference on , vol., no., pp.1-4, 9-11 Nov. 2011
4. IEEE Standard for Information Technology –Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 4: Protected Management Frames. IEEE Std. 802.11w-2009, September 2009.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доцент. Лазебний В.С.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ЗТ та РІ, Київ, Україна

УДК 004.7:654.195.6(045)

ВИКОРИСТАННЯ ЗВАЖЕНИХ КОНТРОЛЬНИХ СУМ ДЛЯ КОРЕКЦІЇ ПАЧОК ПОМИЛОК У КАНАЛАХ З ІМПУЛЬСНО-КОДОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

Т.А. Руденко, З. Лефтеріос
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет інформатики та обчислювальної техніки, Київ, Україна, e-mail: eternalcephalalgia@gmail.com
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет інформатики та обчислювальної техніки, Київ, Україна, e-mail: markovskyy@i.ua

У роботі пропонується метод підвищення ефективності корекції пачок помилок у каналах з імпульсно-кодовою модуляцією за рахунок використання зважених контрольних сум. На основі дослідження властивостей помилок, викликаних зовнішніми завадами розроблено процедуру корекції помилок у двох суміжних символах. Доведено, що запропонована технологія корекції помилок забезпечує більшу продуктивність у порівнянні з коригуючими кодами.

In this paper a new method is proposed to increase the effectiveness of error correction in pulse code modulation channels by using weighed check sums. Based on a study of the properties of data transmission errors caused by external noises a new error correction procedure that is oriented for two contiguous symbols is developed. It is shown that the proposed error correction techniques provides better performance than error correcting codes.

Ключові слова: *корекція помилок, пачки помилок, імпульсно-кодова модуляція, коригуючі коди, контрольні суми.*

Key words:*error correction, pulse code modulation, burst of errors, correction codes, check sums.*

Вступ

В останнє десятиліття розвиток технологій передачі цифрових даних набув якісних змін. Це суттєвим чином вплинуло на характер помилок, що виникають в процесі передачі цифрової інформації. Наприклад, розширення використання бездротових технологій передачі даних зумовлює збільшення інтенсивності зовнішніх електромагнітних завад, що викликають помилки передачі даних в кабельних лініях. Сама передача даних по ефірним каналам є на порядки більш вразливою з точки зору виникнення помилок від зовнішніх завад.

З іншого боку, швидкий прогрес технологій передачі даних змінює акценти при оцінці ефективності тих чи інших засобів виявлення чи корекції помилок. Зокрема, в умовах динамічного зростання пропускної спроможності ліній передачі даних менш важливим стає критерій кількості розрядів, що використовуються для виявлення та корекції помилок. На противагу, в умовах динамічного зростання швидкості передачі важливим є можливість забезпечення контролю помилок в темпі передачі даних - це об'єктивно зумовлює збільшення значимості таких критеріїв ефективності засобів забезпечення надійності передачі, як обчислювальна і часова складність процедур, пов'язаних з виявленням та корекцією помилок.

Таким чином, наукова задача підвищення ефективності виявлення та виправлення помилок передачі даних є актуальною і практично значимою в умовах сучасного етапу розвитку телекомутаційних технологій.

Існує дві базових технології обробки помилок: перша використовує контрольні коди лише для виявлення помилок, а їх виправлення виконується шляхом повторної передачі. Друга технологія передбачає використання коригуючих кодів, здатних виправляти помилки без повторної передачі.

В рамках першої технології для виявлення помилок найчастіше використовуються циклічні надлишкові коди - *CRC* (*CyclicRedundancyCodes*). Одним з недоліків *CRC* є те, що при його застосуванні для ліній, що відповідають моделі двійкового симетричного каналу не гарантується виявлення 4-х кратних помилок. Суттєвим недоліком *CRC* є принципово послідовний характер обчислення контрольного коду.

В рамках другої технології для корекції одиночних помилок використовуються лінійні коди Хемінга, циклічні коди. Найбільш ефективним засобом корекції “пачок помилок” є коди Ріда-Соломона. Проте їх реалізація має високу обчислювальну складність.

Таким чином, відомі методи не дозволяють повною мірою сумістити при їх використанні високу надійність виявлення помилок зі швидкістю реалізації, достатньою для обробки помилок в темпі передачі даних. Важливим резервом підвищення ефективності корекції помилок є використання їх особливостей. Зокрема, нині основною причиною помилок вважаються [1] зовнішній завади, які потенційно можуть діяти на суміжні несучі сигнали і таким чином спотворити декілька суміжних символів повідомлення.

Мета досліджень полягає в підвищенні ефективності корекції пачок помилок за рахунок розробки спеціалізованого методу, який враховує специфічні особливості помилок такого типу.

Метод виявлення та корекції “пачок помилок”

В роботі пропонується метод підвищення ефективності виявлення та корекції “пачок помилок”, тобто компактних груп з m бітів, ймовірність спотворення яких близька до 0.5, що виникають в лініях передачі даних з імпульсно-кодовою модуляцією.

Для корекції однієї “пачки помилок” в каналах з імпульсно-кодовою модуляцією з використанням кодів Ріда-Соломона потрібно гарантувати можливість корекції двох (h=2) m-бітових символів, оскільки одна “пачка” може спотворити два суміжних символи блоку. Для корекції двох спотворених символів при використанні кодів Ріда-Соломона потрібно 4 контрольні символи ($4 \cdot m$ біт). Очевидно, що за умови $2^m\text{-}1 \le n$теоретичний мінімум кількості контрольних розрядів для виправлення однієї “пачки помилок” становить $2 \cdot m$. Це означає, що для каналу з імпульсно-кодовою модуляцією можна створити код, що використовує меншу кількість контрольних розрядів ніж код Ріда-Соломона.

Для реалізації ідеї запропоновано метод, в основі якого лежить використання зважених контрольних сум. Метод має за основу використання арифметичних операцій і він передбачає використання трьохкомпонентної контрольної суми. Задача корекції “пачки помилок” зводиться

до операції арифметичного ділення. Таким чином, обчислювальна складність зменшується більш радикально.

Метод корекції “пачки” помилок на основі арифметичних операцій передбачає поділення *N*-бітового блоку даних на *nm*-розрядних символів, з нумерацією їх від 1 до *n*: $B=\{X_1,X_2,...,X_n\}$. Кожному із символів $X_1,X_2,...,X_n$ співвідноситься число $D_1,D_2,...,D_n \forall j \in \{1,...,n\}: D_j=x_{j1}+x_{j2}\cdot 2+x_{j3}\cdot 2^2 + ... + x_{jm}\cdot 2^{m-1}$.

Контрольний код формується з трьох компонент.Перша компонента C_1 являє собою арифметичну суму за модулем 2^{m+1} непарних символів:

$$C_1=(X_1+X_3+X_5+...+X_{n-1}) \bmod 2^{m+1}. \quad (1)$$

Друга компонентаC_2 -арифметична сума за модулем 2^{m+1} парних символів:

$$C_2=(X_2+X_4+X_6+...+X_n) \bmod 2^{m+1}. \quad (2)$$

Третя компонента C_3 являє собою арифметичну суму за модулем g = m + $\log_2 n$ + 1 арифметичних добутків кодів символів на ваговий коефіцієнт, що на одиницю перевищує порядковий номер символу:

$$C_3=(2\cdot D_1+3\cdot D_2+...+(n+1)\cdot D_n) \bmod 2^g . \quad (3)$$

Три компоненти, обчислені на передавачеві і позначені якC_{1S}, C_{2S}таC_{3S} передаються на приймач. Там, по прийнятому блоку обчислюються аналогічні компоненти, позначені як C_{1R}, C_{2R} і C_{3R}, а також обчислюється арифметичні різниці відповідних компонентів:

$$\begin{aligned} \Delta_1&=C_{1R} - C_{1S} \\ \Delta_2&=C_{2R} - C_{2S} \\ \Delta_3&=C_{3R} - C_{3S}. \end{aligned} \quad (4)$$

Якщо виконується умова$\Delta_1= \Delta_2 = \Delta_3 = 0$, то вважається, що помилок немає.

В противному випадку виконується така процедура корекції “пачки” помилок. Якщо $|\Delta_2| > |\Delta_1|$, то “пачка” починається зпарного символу, якщо ж $|\Delta_2| < |\Delta_1|$, то “пачка” починається з непарного символу.

Для обчислення вагового коефіцієнту W_j символу, з якого починається “пачка” використовується третя компонента Δ_3.Вибір формули для визначення вагового коефіцієнтуW_j першого із спотворених символів залежить від того, з парного чи непарного символупочинається “пачка” помилок. Якщо $|\Delta_2| > |\Delta_1|$, то $W_j\cdot\Delta_2 + (W_j+1)\cdot\Delta_1 = \Delta_3$. Відповідно, W_jобчислюється як:

$$W_j = \frac{\Delta_3 - \Delta_1}{\Delta_1 + \Delta_2}. \quad (5)$$

Якщо “пачка” починається з непарного символу, тобто, якщо $|\Delta_2| < |\Delta_1|$, то $W_j\cdot\Delta_1 + (W_j+1)\cdot\Delta_2 = \Delta_3$і$W_j$обчислюється у вигляді:

$$W_j = \frac{\Delta_3 - \Delta_2}{\Delta_1 + \Delta_2}. \quad (6)$$

Ваговий коефіцієнт W_j визначає номер символу $j = W_j$-1. Корекція виконується шляхом простого додавання до спотворених символів різниць - якщо $|\Delta_2| > |\Delta_1|$, то $X_{jS} = X_{jR} - \Delta_2 X_{j+1,S} = X_{j+1,R} - \Delta_1$, якщо $|\Delta_2| < |\Delta_1|$, то $X_{jS} = X_{jR} - \Delta_1 X_{j+1,S} = X_{j+1,R} - \Delta_2$.

Розроблений метод ілюструється наступним прикладом корекції “пачки” помилок. Нехай довжина блоку N=15, максимальна довжина “пачки” m =4, число символів n=4. Нехай на передавачеві блок має вигляд: 1001 1010 1100 101, а на приймачеві отримано блок:1001 1**11****10**100 101, тобто в процесі передачі виникла “пачка” помилок, починаючи з 6-го біту. На передавачеві блок розділяється на 4 4-бітових символа і обчислюються три компоненти контрольного коду:

C_{1S} = (9 + 3) mod 2^5 = 12,

C_{2S} = (5 + 5) mod 2^5 = 10,

C_{3S} = mod (2^4·4) = (2·9 + 3·5 + 4·3 + 5·5) mod (2^6) = 70 mod 64 = 6.

На приймачеві по одержаному блоку обчислюються компоненти:

C_{1R} = (9 + 2) mod 2^5 = 11,

C_{2R} = (15 + 5) mod 2^5 = 20,

C_{3R} = (2·9 + 3·15 + 4·2 + 5·5) mod (2^6) = 96 mod 64 = 32.

Різниці компонентів становлять: $\Delta_1 = 11 - 12 = -1, \Delta_2 = 20 - 10 = 10, \Delta_3 = 32 - 6 = 26$.

Такяк $|\Delta_2| > |\Delta_1|$, то “пачка” починається з парного символу, відповідно ваговий коефіцієнт W_j першого символу “пачки” визначається за формулою (5):

$$W_j = \frac{\Delta_3 - \Delta_1}{\Delta_1 + \Delta_2} = \frac{26+1}{-1+6} = \frac{27}{9} = 3.$$

Номер символу$j = W_j - 1 = 2$.

Корекція 2-го символу: X_2 = 1111-Δ_2 = (15-10) mod 2^5 = 5 = 1010.

Корекція 3-го символу: X_3 = 0100-Δ_1 = (2+1) mod 2^5 = 3 = 1100.

Висновки

Результати порівняльного аналізу обчислювальної та часової складності запропонованого методу та кодів Ріда-Соломона стосовно корекції однієї “пачки” помилок в каналах з імпульсно-кодовою модуляцією та на дискових накопичувачах наведено в таблиці 1.

Таблиця 1. Порівняльна оцінка обчислювальної та часової складності

Операція	Обчислювальна складність		Часова складність	
	Розроблений метод	Код Ріда-Соломона ($h = 2$)	Розроблений метод	Код Ріда-Соломона ($h = 2$)
Кодування	$O(4 \cdot n)$	$O(12 \cdot n \cdot m)$.	$O(\log_2 n)$	$O(12 \cdot n \cdot m)$.
Виявлення помилки	$O(4 \cdot n)$	$O(20 \cdot n \cdot m)$	$O(\log_2 n)$	$O(20 \cdot n \cdot m)$
Корекція “пачки помилок”	дві операції додавання і одна операція ділення	$O(4 \cdot n \cdot m)$	дві операції додавання і одна операція ділення	$O(4 \cdot n \cdot \log_2 m)$

Кількість контрольних розрядів в розробленому методі така ж сама, як і при використанні кодів Ріда-Соломона - 4·m.

Таким чином, запропонований в роботі метод корекції “пачки” помилок має суттєво меншу обчислювальну складність в порівнянні з кодами Ріда-Соломона. Метод використовує арифметичні операції і його використання є найбільш ефективним при програмній реалізації.

Література

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом ”Вильямс”, 2004.- 1104 С.
2. Марковський О.П., Федоречко О.І., Турченко Ю.О. Корекція помилок передачі даних в каналах зі спектральною модуляцією з використанням зважених контрольних сум // Вісник Національного технічного університету України ”КПІ”. Інформатика, управління та обчислювальна техніка.- К.:ВЕК+.- 2006.-№ 45.- С.104-110.

Рекомендовано до публікації:

к.т.н., доц. Марковський О.П.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет інформатики та обчислювальної техніки ,кафедра ОТ, Київ, Україна

УДК 621.397:004.925.5

ПОРІВНЯЛЬНА ОЦІНКА СИСТЕМ СТИСНЕННЯ, ЩО ВИКОРИСТОВУЮТЬ В КОМП'ЮТЕРНИХ МУЛЬТИПЛЕЄРАХ

О.О. Омельянець
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: omelyashka_93@mail.ru

У статті розглянуто проблему необхідності стиснення аудіовізуальної інформації та проаналізовано основні властивості систем стиснення відеопотоків. Дослідження присвячено аналізу особливостей стиснення відеоматеріалів із застосування сучасних систем, що використовують у комп'ютерних мультиплеєрах. Особливу увагу зосереджено на модифікаціях цих систем, їх параметрах, форматах та ефективності стиснення.

This article is considered problem of urgency of audio and video data compressing and analyzed the main features of streams compression . The paper analyzes the problem of video compression by applying modern systems using computer in multiplayer. Particular attention is focused on modifications of these systems, their parameters, formats and compression efficiency

Ключові слова: *аудіовізуальна інформація, компресія, алгоритм, системи стиснення, відеопотік, кодек, формат.*

Key words: *audiovisual information, compression, algorithm, compression system, video stream.*

Вступ

Розвиток людства досяг того етапу, коли інформаційні технології займають базовий рівень інформаційного суспільства. Це потребує пошуку нових методів та принципів подання інформації. Найбільш зручним та наглядним способом подання матеріалу є аудіовізуальна форма (відео, анімація, презентація тощо). Мультимедіа значно збільшує обсяги і підвищує якість інформації, яку можна зберігати в цифровому форматі і передавати у системі "людина - машина".Постійне збільшення потоків такої інформації вимагає удосконалення програмного забезпечення для оброблення мультимедійного матеріалу. Виникає проблема обізнаності користувачів з типами, можливостями та принципами роботи комп'ютерних програм для реалізації необхідних завдань (конвертація, стиснення, редагування, зручність використання) у роботі з медіаконтентом. Основною у процесі оброблення мультимедійних даних є завдання досягти максимально доступного значення співвідношення якість/об'єм інформаційного потоку за умови універсальної сумісності з системами відтворення та розповсюдження або формату такого контенту. Це завдання вирішують за допомогою кодеків, засобів для кодування (стиснення) та декодування (відтворення) аудіовізуальної інформації.

Метою здійснення роботи є дослідження особливостей функціонування мультимедійних комп'ютерних кодеків та особливостей їх використання.

Основна частина

Для стиснення аудіовізуальної інформації існують певні стандарти. Але кожний з них може давати різні результати. В багатьох випадках це залежить від того, який кодек застосовано у процесі оброблення даних. Відеокодек – це програма або додаток до програмного забезпечення, що виконує функції перетворення (кодування та декодування) матеріалу для комфортного зберігання на носіях різного типу та спрощує процес відтворення даних завдяки оптимізації формату кінцевого продукту для більшості комп'ютерних медіаплеєрів. Кожен кодек обробляє тільки з один тип даних. Відеокодеком зазвичай називають набір з двох компонентів (кодек аудіодоріжки та кодек відеоряду). Кодеки починають роботу з моменту початку запису матеріалу і закінчують етапом відтворення аудіовізуальної інформації. Схему роботи відеокодеків наведено на рис. 1. У процесі запису один з компонентів кодує відеоряд, а інший – стискає аудіодоріжку. Потім відбувається синхронізація звуку з зображенням і зберігання інформації в одному медіаконтейнері, тобто – файлі певного формату. Всі відзняті матеріали переносять з камери на комп'ютер для перегляду. На цьому етапі починає працювати програмне забезпечення, встановлене на комп'ютер. Аудіокомпонент декодує звукову доріжку, відеокомпонент – зображення, а медіаплеєр виводить відформатований матеріал на екран ПК.

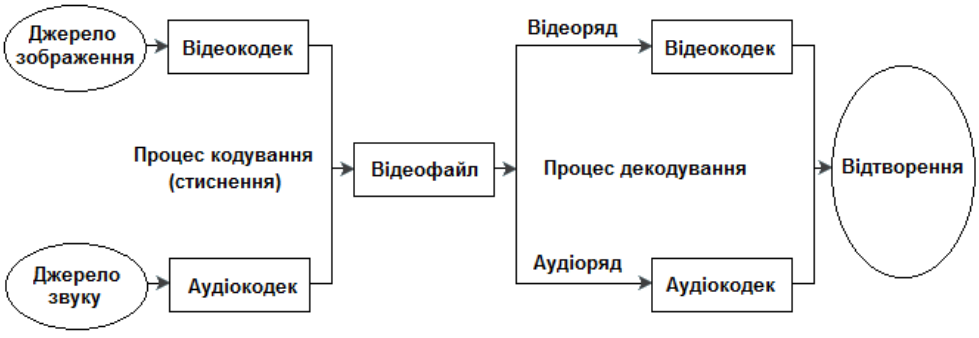


Рис. 1. Схема роботи відеокодеків у процесі створення аудіовізуальних даних

Розрізняють два основних типи відеокодеків:

- з втратами (MPEG_1 Part 2, MPEG_2 Part 2, MPEG_4 Part 2 (DivX або XviD), MPEG_4 Part 10 /AVC або H.264, WindowsMediaVideo або VC_1, RealVideo, Sorenson , VP6);
- без втрат (HuffYUV, CorePNG (OpenSource),LCL-Codec, Lagarith, FFv1, MSU Lossless, AZW).

Далі мова піде лише про кодеки, які здійснюють стиснення з втратами –вони забезпечують більш прийнятний розмір готового матеріалу (за рахунок чого набули більшої популярності), і незначне поліпшення якості зображення під час використання кодеків без втрат не виправдовує значного збільшення об'єму інформації.

Розглянемо найпоширеніші типи кодеків, які є у загальному доступі.

Стандарт MJPEG (Motion JPEG)

Кодек для цього стандарту кодує відеоінформацію шляхом покадрового стиснення. Він забезпечує досить просту та швидку процедуру оброблення даних з найменшим коефіцієнтом компресії. Особливості:невимогливий до обладнання;досить якісне зображення;швидке опрацювання (незначна затримка) сигналу;простота відновлення архівних кадрів;високі вимоги щодо пропускної здатності мережі.

Стандарт MPEG-4

Для кодеків цього стандарту основою є алгоритм MPEG-4 Part 2 (кодеки DivX, Xvid, QuickTime 6). Це потокові кодеки. Характерною особливістю оброблення матеріалу кодеками даного стандарту є не досить висока якість відеоконтенту. Але незважаючи на це, вони набули популярності у сфері телебачення, кіно та відеотелефонії. Алгоритм компресії є досить складним. Об'єктом стиснення є група кадрів, але зберігаються тільки зміни у самому кадрі. Особливості:вищій ступінь стиснення ніж у MJPEG; для зберігання архіву потрібен менший обсяг пам'яті; процес відновлення більш складний; більша затримка під час передавання сигналу; низькі вимоги до пропускної здатності мережі; необхідне потужніше обладнання (процесори).

Стандарт H.264

Кодеки даного стандарту використовують алгоритм MPEG-4 part 10. Як і у стандарті MPEG-4, кодек H.264 працює з групами кадрів. Під час стиснення зберігаються всі кадри, які підлягають обробці (з безпосереднім доступом до кожного кадру). Кодек забезпечує найвищий ступінь стиснення, але з найбільшою затримкою. MPEG-4 AVC або H.264 здійснює стиснення відео з різною роздільною здатністю (від найнижчої до контенту HD якості).

Більш детальну інформацію про розглянуті кодеки, стандарти стиснення, типи файлів, з якими вони працюють та вимоги до апаратних засобів для функціонування кодеків наведено у таблиці 1 і таблиці 2.

Таблиця 1. Порівняльна характеристика сучасних стандартів стиснення аудіовізуальної інформації

Стандарт стиснення	Технічні параметри та характеристики		Тип файлу	Процедури оброблення відеопотоку
	Роздільна здатність	Ступінь стисненн я		
MJPEG	Довільна	1:5...1:10	MJPEG	Покадрова копмресія, дискретно-конусне пертворення. Кадри: I
MPEG-4	Всі основні стандарти відеопотокі в	1:20...1:4 5	*.mov, *.qt, *.avi, *.mkv, *.mp4, *.mpg, *.3gp, *.cmp, *divx, *.xvid	Дискретно-конусне перетворення, інтерканальна транслокація, спрайти, 3D-рендерінг, вейвлет перетворення, компенсація руху, фрактальне стиснення. Кадри: I, P.
H.264	Всі основні стандарти відеопотокі в	1:30...1:6 0	*.avi, *.mkv, *.mp4	Дискретно-конусне перетворення, міжкадрове передбачення, компенсація руху. Кадри: I, P, B.

Таблиця 2. Кодеки та вимоги до апаратних засобів для їх коректного функціонування

Формат	Назва кодеку	Мінімальні вимоги до апаратних засобів для функціонування кодеку
MJPEG	Motion JPEG	ОС: WindowsXP, Vista, Windows7 (32/64), Процесор: PentiumIII 1GHz+, Пам'ять: 512 МБ, Об'єм вільної пам'яті на ЖД: 421 МБ
MPEG-4	DivX (XviD) Codec Pack	ОС: WindowsXP/Vista/7/8/10, Процесор: PentiumIII 1GHz+, Об'єм оперативної пам'яті: від 256 МБ (для WindowsVista 512 МБ), Відеокарта: 4 МБ, Аудіокарта: Сумісна з DirectX, Об'єм вільної пам'яті на ЖД: 250 МБ
H.264	x.264	ОС: Windows 2000/XP/Vista, Процесор: Intel Core 2 Duo, 1.66GHz, Пам'ять: 512 МБ, Відеокарта: nVIDIA Geforce 7600 Gt, Ati X 1600 series, Аудіокарта: Сумісна з DirectX 9.0, Об'єм вільної пам'яті на ЖД: 156 МБ

Висновки

Найбільш універсальним щодо функціональних можливостей є стандарт MPEG-4, тому як він працює з більшістю використовуваних на тепер відеоконтейнерів. Практично всі сучасні фото і відеокамери знімають в HD-якості, тому для зберігання та подальшого зручного використання відео з таких пристроїв, доведеться орієнтуватися на кодеки сімейства MPEG-4.

Найбільш якісне оброблення (відтворення) інформації MJPEG кодек. Його доцільно використовувати для мережі з низькою обчислювальною потужністю та обладнання з середньою роздільною здатністю. Кодек можна рекомендувати до використання у тому випадку, коли найважливішою характеристикою є якість зображення.

Найбільш складний алгоритм оброблення має кодек x.264, а також він найбільш вимогливий до апаратних ресурсів. Кодек H.264 добре підходить для використання у системах відеомоніторингу з високою обчислювальною потужністю. Застосування алгоритмів MPEG-4 part 10 дозволяє використовувати канали з меншою пропускною здатністю та значно зменшує розмір відеопотоку.

Враховуючи особливості експлуатаційних характеристик кожної окремої програми можна рекомендувати перед вибором кодека для індивідуального використання попередньо ознайомитись з можливостями доступного (не комерційного) програмного забезпечення та звернути окрему увагу на рівень його сумісності та універсальності щодо використання.

Література

1. Ричардсон Я. «Видеокодирование. H.264 и MPEG-4 – стандарты нового поколения». М., Техносфера, 2005
2. Попович П.В. О подходе к управлению скоростью транспортного потока по критерию качества видеоизображений / П.В. Попович // Электротехнические и компьютерные системы. – 2011. – №4. – С. 185-189.
3. Попович П.В. Измерение качества видеоизображений как способ управления скоростью видеопотока / П.В. Попович // Искусственный интеллект. – 2011. – №3. – С. 219-224.
4. Ватолин Д., Раушняк А., Смирнов М. Методы сжатия данных. М.: Диалог-МИФИ, 2003.

Рекомендовано до публікації: к.т.н.,доцент Лазебний В.С.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ЗТРІ, Київ, Україна

УДК 004.72

ОСОБЛИВОСТІ ТЕХНОЛОГІЇ IMS ТА ДОЦІЛЬНІСТЬ ЇЇ ВИКОРИСТАННЯ У МЕРЕЖАХ ТЕЛЕФОНІЇ

Г.К. Карпінська
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: annakarp13@gmail.com

У даній статті розглянуто основні особливості технології IMS, її основні елементи та їх функції. Виокремлено основні переваги використання технології IMS для операторів зв'язку у порівнянні з технологіями, які використовуються в Україні сьогодні.

This article discusses main features of the IMS technology, its basic components and their functions. Outlines the benefits of using IMS technology for operators compared to the technologirs that are used in Ukraine today.

Ключові слова: *IP-телефонія, мережна архітектура, технологія, сервіс, оператор, мультисервісна мережа, медіа-шлюз, програмний комутатор, контролер, інтеграція.*

Key words: *IP-telephony, network architecture, technology, service, operator, multiservice network, media-gateway, softswitch, controller, integration.*

Вступ

Сьогодні загальновизнаною основою для подальшого розвитку мереж телекомунікації загального користування є концепція мереж зв'язку наступного покоління – NGN (Next Generation Network), що реалізована із застосуванням різних технічних рішень, таких як Softswitch і IMS (Internet Protocol Multimedia Subsystem). Рівень конкурентоспроможності певної технології в галузі інфокомунікацій, а саме в сфері надання послуг, залежить від різноманітності послуг, якості, надійності та оперативності надання цих послуг. Основними тенденціями розвитку інформаційних технологій в Україні є об'єднання та конвергенція мереж, які насамперед проявляються об'єднанні та інтегруванні різних видів мереж зв'язку (проводових, безпроводових, фіксованих, 3G, IP мереж тощо). Кожному клієнту оператора зв'язку вигідно отримувати усі послуги від одного постачальника, задля економії часу та грошей. Саме тому для постійного збільшення кількості підключених абонентів операторам необхідно постійно розширювати діапазон послуг, які вони можуть запропонувати своїм користувачам. Послуги, що пропонують оператори, треба реалізовувати із застосуванням найсучасніших передових технологій. Тому концепції NGN та IMS орієнтовано в основному на великих операторів, які надають комплексні інтегровані послуги зв'язку, що дозволяє об'єднати різні типи наявних мереж із збереженням наявної інфраструктури. За цих обставин актуальним є різнобічний аналіз принципів побудови та архітектури систем управління та моніторингу сучасних мереж зв'язку нового покоління, що орієнтовані на застосування IP-технологій задля підтримки якомога більшої кількості послуг, таких як відеотелефонія, 4G тощо [1].Метою здійсненого дослідження

було порівняти системні можливості технологій Softswitch та IMS і оцінити перспективи їх подальшого застосування.

Концепція мультисервісної мережі IMS

Концепцію IMS було розроблено в 2002 р. консорціумом 3GPP для мереж 3G/W-CDMA і стандартизованоу специфікаціях 3GPP Release 5. Пізніше IMS почали запроваджувати як засіб для реалізації мережної інфраструктури наступного покоління – NGN [2]. Основна перевага і відмінність концепції технології IMS від інших технологій NGN полягає в можливості мультистандартного доступу до послуг, коли одні і ті ж послуги можна надавати із застосуванням різних мереж доступу. У такому разі треба забезпечити режим функціонування, за якого зміна мережі доступу буде непомітною для користувача. Споживач у майбутньому зможе мати можливість персонально налаштовувати послуги, які забезпечують передавання даних різного виду та формату, створення нових послуг, а також об'єднання та вдосконалення вже існуючих послуг [3]. IMS забезпечує реалізацію послуги Push-to-Talk з функцією визначення присутності абонента, а також послуги UMA (Unlicensed Mobile Access), PhotoTalk ("фоторозмові"), Instant Messaging, MultiChat тощо. Архітектуру системи відповідну концепції IMS наведено на рис. 1. Ця архітектура дозволяє реалізовувати багато функцій різними шляхами. В основу концепції стандарту IMS покладено принципи передавання сигнального та інформаційного трафіківзасобами IP мережі, а також здійснення функцій маршрутизації та управління сесіями з використанням інформації про їх стан [4].

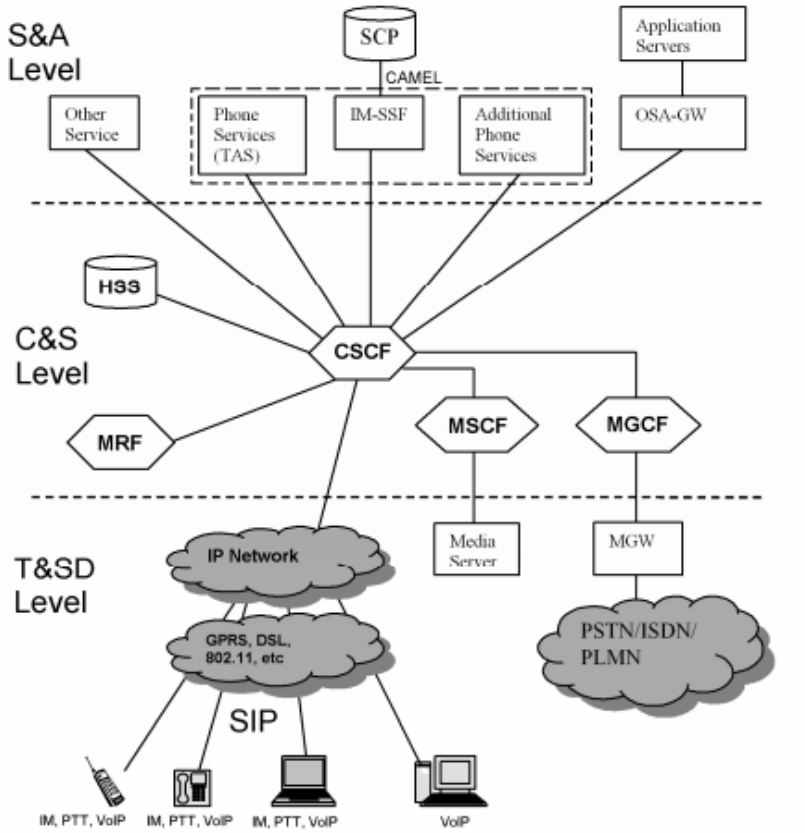


Рис. 1. Архітектура IMS

В IMS передбачено декомпозицію мережної інфраструктури на логічні сегменти для реалізації окремих функцій зі стандартизованими інтерфейсами між ними. Тобто один фізичний елемент може мати набір різних функцій. В архітектуріпередбачено три головні рівні: рівень транспорту та абонентських пристроїв (T&SD Level), рівень керування та сигналізації (C&S Level), а також рівень послуг та прикладних програм (S&A Level). На рівні транспорту та абонентських пристроїв передбачено ініціювання та підтримання сигналізацію SIP, необхідну для установлення сеансів і надання базових послуг, таких як перетворення голосових сигнальних потоків з аналогової або цифрової форми в IP-пакети з використанням протоколу RTP (Realtime Transport Protocol). На цьому рівні функціонують медіа-шлюзи, що перетворюють базові потоки VoIP у телефонний формат TDM (Time Division Multiplexing), який використовують у телефонних мережах загального користування. Функція управління сеансами викликів CSCF (Call Session Control Function) знаходиться на рівні керування. Вона забезпечує реєстрацію абонентських пристроїв і транспортування сигнальних повідомлень до серверів прикладних програм. Рівень управління сеансами викликів містить сервер абонентських даних HSS (Home Subscriber Server), де зберігаються профілі обслуговування всіх абонентів мережі, тобто дані по послуги дозволені для конкретного клієнта. На цьому рівні також розташовується функція управління медіа-шлюзами MGCF (Media Gateway Control Function), яка забезпечує взаємодію сигналізації SIP з сигналізацією інших медіа-шлюзів (наприклад, H.248). Функція MGCF забезпечує управління розподілом сеансів поміж медіа-шлюзами (MGW); для медіа-серверів таке управління забезпечують функцією MSFC (Media Server Function Control). Функція CSCF в IMS розділена на три підфункції [5]:

•P-CSCF (Proxy CSCF) – забезпечує надходження в систему трафіку, який ініціював користувач;

•I-CSCF (Interrogating CSCF) – забезпечує з'єднання з домашньою мережею. Під час реалізації I-CSCF передбачено звернення до HSS, щоб знайти S-CSCF для абонента, що здійснює виклик;

•S-CSCF (Serving CSCF) – забезпечує оброблення SIP-діалогів між кінцевими пристроями.

Рівень послуг складається з серверів прикладних програм для надання абонентам додаткових послуг. Сервер послуг телефонної системи TAS (Telephony Application Server) приймає і обробляє повідомлення протоколу SIP, а також визначає, як треба ініціюватипочатковий виклик. Функція комутації послуг IM-SSF (IP Multimedia – Services Switching Function) забезпечує взаємодію повідомлення SIP з відповідними повідомленнями CAMEL, ANSI-41 підсистем INAP (Intelligent Network Application Protocol).

Порівняння NGN та IMS

Мережі NGN з використанням програмного комутатора Softswitch та системи IMS мають багато спільних рис. Для архітектури Softswitch визначені в першу чергу пристрої мережі, а архітектура IMS визначена більше на рівні функцій. По суті, до вже відомих функцій Softswitch додано функції шлюзу OSA (Open Service Access Gateway) і сервера абонентських даних. Але ця подібність не повна, системи подібні лише з огляду на архітектуру. Якщо розглянути детально кожну функцію, то можна з’ясувати значні відмінності [6]. Наприклад, функція CSCF, має суттєву відмінність від аналогічних функцій в Softswitch. Якщо в архітектурі Softswitch

функції мають умовнийподіл, то в документації IMS зазначено чіткий опис функцій та процедур їх взаємодії, а також визначено та стандартизовано усі інтерфейси. Softswitch – це в першу чергу комутатор, який використовують у конвергентних мережах. Функція управління шлюзами (з відповідними протоколами MGCP/MEGACO) є у ньому домінуючою (протокол SIP призначено для взаємодії двох Softswitch/MGC) [7]. IMS було спроектовано в межах мережі 3G, яка повністю підпорядкована IP. Основним протоколом цієї системи є SIP, що дозволяє встановлювати однорангові сесії між абонентами і використовувати IMS лише як систему, що надає сервісні функції безпеки, авторизації, доступу до послуг тощо. Функція управління шлюзами і сам медіа-шлюз тут лише засіб для зв'язку абонентів 3G з абонентами фіксованих мереж ТМЗК. Для спілкування абонентів 3G з абонентами фіксованих VoIP-мереж і абонентами інших 3G-мереж в архітектурі IMS передбачено використовувати функцію Security Gateway Function, яку реалізують граничні контролери SBC, що застосовуються і у мережах NGN. Створення концепції IMS зумовила специфічна особливість мобільних мереж, що не притаманна іншим мережам. Абонент мобільної мережі має можливість пересуватись та користуватись роумінгом, тож концепція має забезпечувати достатню сумісність устаткування, мереж, сервісів та абонентських пристроїв різних операторів як на протокольному, так і на функціональному рівні [8].

Висновки

За результатами проведеного дослідження мереж нового покоління, побудованих відповідно до концепцій (NGN) Softswitch та IMS, а також систем управління ними, можна зазначити, що:

Для побудови сучасних мобільних мереж зв'язку концепція IMS перспективніша порівняно з концепцію (NGN) Softswitch внаслідок:

– ширшого набору послуг, орієнтованих на мобільного абонента;

– можливості реалізації багатоточкового доступу та послуги портативності номеру;

– більшої сумісності з іншими мобільними мережами, внаслідок координації здійснюваної консорціумом 3GPP.

Гнучкість архітектури IMS дозволяє операторам зв’язку додавати послуги, в яких реалізовано технологію VoIP шляхом взаємодії із наявними прикладними програмами або шляхом інтеграції власних прикладних програм. Крім того, сервіс-провайдери можуть надати своїм клієнтам можливість розробляти та впроваджувати послуги, що використовують ресурси системи VoIP.

Література

1. Гольдштейн Б.С. От ТфОП к NGN; аспекты переходного периода// Вестник связи. 2005. № 4.
2. ITU-T NGN FG Proceedings Part I. 1995.
3. 3GPP Specification TS 22.173“IP Multimedia Core Network Subsystem (IMS) Multimedia Telephony Service and supplementary services; Stage 1”, 2007.
4. ITU-T NGN FG Proceedings Part II. 1995.

5. 3GPP Specification TS 22.228 “Service requirements for the Internet Protocol (IP) multimedia core network subsystem (IMS); Stage 1”, 2007
6. ITU-T Recommendation Y.2001 “General overview of NGN”, 2004.
7. ITU-T Recommendation Y.2011 “General principles and general reference model for Next Generation Networks”, 2004.
8. Гольдштейн А.Б., Гольдштейн Б.С. Softswitch. - СПб.: БХВ, 2006. – 368 с

.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Лазебний В.С.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Факультет електроніки, кафедра ЗТ та РІ, Київ, Україна