

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
"Київський Політехнічний Інститут"

**ІХ МІЖНАРОДНА НАУКОВО-ТЕХНІЧНА  
КОНФЕРЕНЦІЯ МОЛОДИХ ВЧЕНИХ  
«ЕЛЕКТРОНІКА-2016»**

Збірник статей

Київ 2016

## Програмний комітет

**Голова:**

Якименко Ю.І.—д.т.н., професор, перший проректор НТУУ «КПІ», академік НАН України,  
*IEEE Senior Member*

**Заступники голови:**

Попов А.О. – к.т.н., доцент, заступник декана ФЕЛ, радник Студентської гілки IEEE НТУУ  
«КПІ», *IEEE Senior Member*

Ямненко Ю.С. – д.т.н., професор, 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

Рогаль В.В. – к.т.н., доцент

Лисенко О.М. – д.т.н., професор

Писаренко Л.Д. – д.т.н., професор

Тимофеєв В.І. – д.т.н., професор, *IEEE Senior Member*

Хижняк Т.А. – к.т.н., доцент

Яновський Ф.Й. – д.т.н., професор, *IEEE Fellow Member*

## Організаційний комітет

**Голова комітету:**

Ушаков Д.Р. - асистент НТУУ "КПІ"

**Члени організаційного комітету:**

Осипенко К.С. – асистент НТУУ "КПІ"

Миколаєць Д.А. – асистент НТУУ "КПІ"

Загорянчук А.В. – асистент НТУУ "КПІ"

Матійко А.А. – аспірант НТУУ "КПІ"

Баранюк Р.А. – магістр НТУУ "КПІ"

**СЕКЦІЯ №1: «АКУСТИКА ТА АКУСТОЕЛЕКТРОНІКА»**

- 1. И.Д. Ищенко** **12**  
ЧИСЛЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АКУСТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ  
ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ  
Рекомендація: д.т.н., проф. Лейко А.Г.
- 2. О.І. Нижник** **16**  
МЕХАНИЧЕСКИЕ ПОЛЯ ВОДОЗАПОЛНЕННЫХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ  
ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ, ОБРАЗУЮЩИХ ПЛАНАРНЫЕ  
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ  
Рекомендація: д.т.н., проф. Лейко О.Г.
- 3. В.О. Нечитайло** **20**  
ПАРАБОЛІЧНИЙ ЕКРАН ЯК ЗАСІБ ЗВУКОПІДСИЛЕННЯ  
Рекомендація: к.т.н., доц. Луньова С.А.
- 4. С. М. Каліка** **24**  
СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ АВТОПАРКУВАННЯМ НА ОСНОВІ РАДІОЧАСТОТНОЇ  
ІДЕНТИФІКАЦІЇ З ВИКОРИСТАННЯМ ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ  
Рекомендація: д.т.н., проф. Артеменко М. Ю.
- 5. Морозко П.В.** **28**  
ОБЪЕКТИВНАЯ ОЦЕНКА СУБЪЕКТИВНОГО ВОСПРИЯТИЯ КАЧЕСТВА  
ЗВУЧАНИЯ  
Рекомендація: к.т.н., доцент Лунева С.А.
- 6. М.В. Вдовенко, О.І. Яшник** **32**  
АНАЛІЗ МОНО- ТА БІНАСПРИЙНЯТТЯ МУЗИКАНТІВ У ЛУНКОМУ ЗАЛІ  
Рекомендація: к.т.н., доц. Луньова С.А.
- 7. Д.А. Ляшко** **36**  
АКУСТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ЛИНЕЙНОЙ РЕШЕТКИ ПЬЕЗОЭЛЕМЕНТОВ ДЛЯ  
ВОЗДЕЙСТВИЯ НА УЛИТКУ ВНУТРЕННЕГО УХА  
Рекомендація: д.т.н., проф. Найда С.А.
- 8. Ю.О. Митяй, Д.В. Мазніченко** **40**  
ТРАНСЛЯЦІЯ ЗВУКУ ПАРАМЕТРИЧНОЮ АНТЕНОЮ  
Рекомендація: к.т.н., доц. Козерук С.О.
- 9. К.С. Замша** **44**  
НИЗЬКОЧАСТОТНИЙ МЕХАНІЗМ ПЕРЕДАЧІ ЗВУКОВОГО СИГНАЛУ  
ОТОАКУСТИЧНОЇ ЕМІСІЇ  
Рекомендація: к.т.н., доц. Луньова С.А.
- 10.И. В. Котвицкий** **48**  
ОБЪЕКТИВНОЕ И СУБЪЕКТИВНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ КАЧЕСТВА РЕЧЕВЫХ И

МУЗЫКАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С ФАЗОВЫМИ ИСКАЖЕНИЯМИ

Рекомендація: д.т.н., проф. Продеус А. Н.

**11. Д.В.Біда**

52

ПРОБЛЕМИ СТВОРЕННЯ АКУСТИЧНОГО ПОЛЯ СТУДІЙНИХ ПРИМІЩЕНЬ

Рекомендація: к.т.н., доц. Луньова С.А.

**12.Ю.В. Иотов**

56

РАСЧЕТ ЗВУКОВОГО ПОЛЯ ЛИНЕЙНОГО МАССИВА НАПРАВЛЕННЫХ  
ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ЗВУКА

доцент, к.т.н. Заец В.П.

**13. Д.Д. Волков, О.І. Курсон**

60

ЗАСОБИ ІНДИВІДУАЛЬНОГО ЗАХИСТУ СЛУХУ ЛЮДИНИ

Рекомендація: д.т.н., проф. Найда С.А.

**14. Д.Д. Волков, О.Ю. Круглик**

64

МАКЕТ ПРИСТРОЮ ЛОКАЦІЇ ДЖЕРЕЛА ВОГНЕПАЛЬНИХ ПОСТРІЛІВ

Рекомендація: : к.ф-м.н. доц. Козерук С.О.

**15. Д.В. Мазніченко, Ю.О. Митяй**

69

АЛГОРИТМ ВИЗНАЧЕННЯ КООРДИНАТ ДЖЕРЕЛА ПОСТРІЛУ

Рекомендація: к. ф-м. н, доцент Козерук С.А.

**16. В.Ю. Зарецький**

73

ДОСЛІДЖЕННЯ АКУСТИЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ВНУТРІШНЬОГО ВУХА ЛЮДИНИ

Рекомендація: к.т.н., доц. Луньова С.А.

**17. Д. Е. Моторнюк**

77

ДОСЛІДЖЕННЯ ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСУ РЕВЕРБЕРАЦІЇ ВСЛІПУ

Рекомендація: д.т.н., проф. Продеус А.М.

**18. К.В. Бухта**

81

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ПРИ ОТОАКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ

Рекомендація: д.т.н., проф. Дидковский В.С.

**19. А.В. Егоров**

85

ИССЛЕДОВАНИЕ УСЛОВИЙ АКУСТИЧЕСКОГО КОНТАКТА МЕЖДУ ДВУМЯ  
ГОРНОЛЫЖНИКАМИ В УСЛОВИЯХ ВНЕШНИХ ПОМЕХ

Рекомендація: д.т.н., проф. Дидковский В.С.

**20. П.Л. Семенов**

88

ИССЛЕДОВАНИЕ АКУСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ НАРУЖНОГО УХА ЧЕЛОВЕКА

Рекомендація: к.т.н., доц. Луньова С.А.

**21. К. А. Кухаричева**

92

ОЦЕНИВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО  
РАСПОЗНАВАНИЯ РЕЧИ К ВОЗДЕЙСТВИЮ ШУМОВ ОКРУЖЕНИЯ

Рекомендація: д.т.н., проф. Продеус А.М.

**22. Я.І.Старовойт**

**95**

МЕХАНИЧЕСКИЕ ПОЛЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ КОМПЕНСИРОВАННОЙ КОНСТРУКЦИИ В ПРИСУТСТВИИ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО АКУСТИЧЕСКОГО ЭКРАНА

Рекомендація: д.т.н., проф.Лейко А.Г.

**СЕКЦІЯ №2: «МІКРО- ТА НАНОЕЛЕКТРОНІКА»**

**1. А.В. Можаровський**

**99**

ДОСЛІДЖЕННЯ НАНОТРАНЗИСТОРІВ НА ОСНОВІ ГРАФЕНУ З ПЛАНАРНОЮ СТРУКТУРОЮ

Рекомендація: д.т.н., проф. Тимофєєв В.І.

**2. О. Shulyak**

**103**

MODELING OF SENSOR BASED ON METAL OXIDE SEMICONDUCTOR FIELD EFFECT TRANSISTOR WITH EMBEDDED QUANTUM DOTS

**СЕКЦІЯ №3: «ФІЗИЧНА ТА БІОМЕДИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА»**

**1. О.Ю. Панічев**

**107**

ВИЗНАЧЕННЯ ОПТИМАЛЬНОЇ ДОВЖИНІ ВІКНА ПРИ ПАЦІЄНТ-СПЕЦИФІЧНОМУ ПРОГНОЗУВАННІ ЕПІЛЕПТИЧНИХ НАПАДІВ НА ОСНОВІ ЗВ'ЯЗКІВ МІЖ ОБЛАСТЯМИ МОЗКУ

Рекомендація: д.т.н., проф. Тимофєєв В.І.

**2. Д.С. Батулін, А.Л. Бобров**

**111**

ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ СТИМУЛЯЦІЇ КРУГЛОГО М'ЯЗА ОКА ДЛЯ ВІДНОВЛЕННЯ ФУНКЦІЇ МОРГАННЯ У ВИПАДКУ ПАРАЛІЧУ ЛИЦЬОВОГО НЕРВА

Рекомендація: д.т.н., проф. В.І. Тимофєєв

**3. Д.В. Домашенко, І.Е. Крашений**

**115**

ЗНАХОДЖЕННЯ ІНФОРМАТИВНИХ ЗОН КОРИ ГОЛОВНОГО МОЗКУ ЛЮДИНА ДЛЯ ДІАГНОСТИКИ ХВОРОБИ АЛЬЦГЕЙМЕРА

Рекомендація: д.т.н., проф. Тимофєєв В.І.

**4. І.Е. Крашений, Д.В. Домашенко**

**119**

ДІАГНОСТИКА ХВОРОБИ АЛЬЦГЕЙМЕРА ЗА ДОПОМОГОЮ МУЛЬТИМОДАЛЬНИХ ТОМОГРАФІЧНИХ ЗОБРАЖЕНЬ МОЗКУ ЛЮДИНИ

Рекомендація: д.т.н., проф. Тимофєєв В.І.

**5. Е.Г. Синяк**

**123**

ПРОСТРАНСТВЕННОЕ РАСПРЕДЕДЕЛЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ОТ ЛОКАЛИЗАТОРОВ ДЛЯ ЦЕЛЕВОЙ ДОСТАВКИ МАГНИНЫХ НАНОЧАСТИЦ

Рекомендація: к.т.н. Николов Н.А.

<b>6. О.Ю. Ярошенко, Е.П. Топал</b>	<b>128</b>
ДИАГНОСТИКА ПОРАЖЕНИЙ КОСТЕЙ СКЕЛЕТА ПО ДАННЫМ ОСТЕОСЦИНТИГРАФИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ КОМПЬЮТЕРНОГО ОБУЧЕНИЯ В СРЕДЕ MATLAB	
Рекомендація: к.т.н. Николов Н.А.	
<b>7. В.С. Ступницький</b>	<b>132</b>
МЕТОДИКА АНАЛІЗУ ЕФЕКТИВНОЇ ПЕРФУЗІЇ НИРКИ ЯК РОЗПОДІЛЕНОЇ СИСТЕМИ ПО ДАНИМ НЕПРЯМІЙ РЕНАНГІОСЦИНТИГРАФІЇ	
Рекомендація: к.т.н. Ніколов М.О.	
<b>8. А.В. Сікач</b>	<b>136</b>
ОЦІНКА ІНФОРМАТИВНОСТІ ВІДВЕДЕНЬ ЕЛЕКТРОКАРДІОГРАМИ ПАЦІЄНТА	
Рекомендація: к.т.н., доц. Шуляк О.П.	
<b>9. К.А. Культюгіна, В.Е. Сотников</b>	<b>140</b>
РОЗРОБКА ПРОГРАМНОГО КОМПЛЕКСУ ПУЛЬСОКСИМЕТРУ	
Рекомендація: к.т.н., доц. Зубчук В. І.	
<b>10. К.А. Культюгина, В.Е. Сотников</b>	<b>144</b>
ИССЛЕДОВАНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ПУЛЬСАЦИИ СВЕТОДИОДНЫХ ЛАМП	
Рекомендація: к.т.н., доц. Зубчук В. І.	
<b>11. О.В. Чеснокова</b>	<b>148</b>
ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ АНАЛИЗА ЭКГ ВР СИГНАЛОВ ДЛЯ ВЫЯВЛЕНИЯ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ МАРКЕРОВ МИОКАРДИОСТРОФИИ У ПАЦИЕНТОВ ПОСЛЕ РАНЕНИЯ	
Рекомендація: к.т.н., доц. Иванушкина Н.Г.	
<b>12. Є.О. Євтушенко, К.О. Іванько</b>	<b>152</b>
ІДЕНТИФІКАЦІЯ ОСОБИ ЗА ДОПОМОГОЮ АНАЛІЗУ МОВНИХ СИГНАЛІВ	
Рекомендація: к.т.н., доц. Іванушкина Н.Г.	
<b>13. К.С. Устенко</b>	<b>156</b>
РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ФОТОННИХ КРИСТАЛІВ НА ОСНОВІ ХВИЛЕВОДНОЇ МОДЕЛІ	
Рекомендація: к.т.н., проф. Москалюк В.О.	
<b>14. О.Ю. Кутова</b>	<b>162</b>
БІОСЕНСОРИ НА МДН-ТРАНЗИСТОРАХ НА ОСНОВІ SIO2 ТА CEO2	
Рекомендація: д.т.н., проф. Тимофєєв В.І.	
<b>15. С.О. Кислицин</b>	<b>166</b>
ЭТАПЫ И СТАДИИ ТЕСТИРОВАНИЯ ПАЦИЕНТОВ ПРИ ИХ КАРДИОМОНИТОРИНГЕ ПО ПЕРЕНОСИМОСТИ ПОВСЕДНЕВНОЙ ФИЗИЧЕСКОЙ НАГРУЗКИ	
Рекомендація: к.т.н., доц. Шуляк А.П.	

<b>16. С.О. Кислицын</b>	<b>170</b>
МОДЕЛЬ РЕАКЦІИ ПАЦІЕНТА В ЧСС НА ПОСТОЯННЮЮ ФІЗИЧЕСКУЮ НАГРУЗКУ	
Рекомендація: к.т.н., доц. Шуляк А.П.	
<b>17. А.В. Тур</b>	<b>174</b>
РОЗДІЛЬНА ІМІТАЦІЯ ТИПОВИХ ФУНКЦІЙ БІОСИСТЕМИ ПІД ЧАС МОДЕЛЮВАННЯ РЕАКЦІЇ В ЧАСТОТІ СЕРЦЕВИХ СКОРОЧЕНЬ ПАЦІЕНТА НА ПОСТИЙНЕ ФІЗИЧНЕ НАВАНТАЖЕННЯ	
Рекомендація: к.т.н., доц. Шуляк О.П.	

## **СЕКЦІЯ №5: «КОНСТРУЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ АПАРАТУРИ»**

<b>1. С.М. Польовий</b>	<b>178</b>
АПАРАТНИЙ СПЕКТРОАНАЛІЗАТОР	
Рекомендація: к.т.н., доц. Лєбєдєв Д.Ю.	
<b>2. А.А. Глаголев</b>	<b>182</b>
СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ – КВАДРОКОПТЕРОМ	
Рекомендація: к.т.н., доц. Корнев В.П.	
<b>3. Ю.І.Попов</b>	<b>186</b>
ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ РЕЙТРЕЙСИНГОВОЇ АБЕРОМЕТРІЇ ОКА	
Рекомендація: к.т.н., доц. Яганов П.О.	
<b>4. Є. І. Поправка</b>	<b>190</b>
WI-FI SOC ESP8266 ТА РЕАЛІЗАЦІЯ НА ЙОГО ОСНОВІ ПОРТАТИВНОГО ПРИСТРОЮ РЕЄСТРАЦІЇ БЕЗКОНТАКТНИХ ПЕРЕПУСТОК	
Рекомендація: д.т.н., проф. Лисенко О. М.	
<b>5. І.О. Адаменко</b>	<b>194</b>
АВТОМАТИЧНИЙ ЦИФРОВИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ КОЕФІЦІЄНТА ЗАБРУДНЕННЯ РІДИНИ	
Рекомендація: к.т.н., доц. Яганов П.О.	
<b>6. У. В. Швець</b>	<b>198</b>
БЕЗПЕКА IP-ТЕЛЕФОНІЇ	
Рекомендація: к.т.н., доц. Бондаренко В. М.	
<b>7. В. В. Ігнатенко</b>	<b>202</b>
ПРОСТА МОДЕЛЬ СИСТЕМИ РОЗПІЗНАВАННЯ МОВИ МЕТОДАМИ НЕЙРОМЕРЖ ТА ПРИХОВАНИХ МАРКОВСЬКИХ МЕРЕЖ	
Рекомендація: к.т.н., доц. Корнєв В.П.	

<b>8. Т.А. Ходнев, М.С. Ткаченко</b>	<b>205</b>
ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСОВ ПОТРЕБИТЕЛЬСКОГО УРОВНЯ	
Рекомендация: к.т.н., доц. Кучернюк П.В.	
<b>9. О.В. Попович</b>	<b>209</b>
ФІЛЬТРАЦІЯ СПАМУ НА ОСНОВІ НАЇВНОГО БАЄСОВОГО КЛАСИФІКАТОРА	
Рекомендация: к.т.н., доц. Корнєв В.П.	
<b>10. Т. І. Дуліб'янник</b>	<b>213</b>
ГЕНЕРАТОРИ ТЕСТОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ ВБУДОВАНИХ АРХІТЕКТУР ДЛЯ САМОТЕСТУВАННЯ МІКРОСХЕМНОЇ ЛОГІКИ	
Рекомендация: д.т.н., доц. Корнєв В.П.	
<b>11. Д.А. Лаврик</b>	<b>219</b>
ПОРТАТИВНИЙ ПРИСТРІЙ ВИМІрювання ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОННИХ КОМПОНЕНТІВ НА ОСНОВІ МІКРОКОНТРОЛЕРА AVR	
Рекомендация: д.т.н., проф. Лисенко О.М.	
<b>12. О.О. Заїченко</b>	<b>223</b>
ПОРТАТИВНИЙ ЗАСІБ СЛУХОВОГО ЕХОСКРИНІНГУ	
Рекомендация: д.т.н., проф. Лисенко О.М.	
<b>13. Е.Э. Сазонов</b>	<b>227</b>
ВСТРАИВАЕМЫЙ ТЕРМОПРИНТЕР С УНИВЕРСАЛЬНЫМ КОММУНИКАЦИОННЫМ ИНТЕРФЕЙСОМ	
Рекомендация: д.т.н., проф. Лисенко О. М.	
<b>14. О.В. Кулак</b>	<b>230</b>
ПОРІВНЯННЯ СУЧASNІХ СТАНДАРТІВ БЕЗДРОТОВИХ МЕРЕЖ ДОСТУПУ	
Рекомендация: к.т.н., доц. Кучернюк П.В.	
<b>15. В.В. Таран</b>	<b>235</b>
АЛГОРИТМІЗАЦІЯ ВИБОРУ ОПТИМАЛЬНОГО МАРШРУТУ ВІКЛИКУ В IP-ТЕЛЕФОНІЇ	
Рекомендация: к.т.н., доц. Бондаренко В.М.	
<b>16. Ю.А. Бондаренко</b>	<b>239</b>
РЕАЛИЗАЦІЯ MIPS ЯДРА НА ПЛИС	
Рекомендация: к.т.н., доц. Кучернюк П.В.	
<b>17. О.С. Александров</b>	<b>243</b>
ПОРТАТИВНИЙ ЦИФРОВИЙ ОСЦІЛОГРАФ	
Рекомендация: ст. в., к. т. н. Варфоломеев А. Ю.	
<b>18. Е.А. Рыбченко</b>	<b>247</b>
ЦИФРОВОЙ ВОЛЬТМЕТР НА МІКРОКОНТРОЛЛЕРЕ AVR	
Рекомендация: к.т.н., доц. Корнєв В.П.	

<b>19. В.Я. Харук</b>	<b>252</b>
КОНТРОЛЕР ДЛЯ СИСТЕМИ БЕЗ ПРИВОДІВ НА ПРИКЛАДІ МОДЕЛІ АКРОБОТ	
Рекомендація:д.т.н., проф. Лисенко О. М.	
<b>20. Д.А. Орлов</b>	<b>256</b>
ЭЛЕКТРОННЫЙ МОДУЛЬ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭКГ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ УЧЕБНОЙ	
ЛАБОРАТОРИИ	
Рекомендація:к.т.н., доц. Корнев В.П.	
<b>21. О.О. Михняк</b>	<b>260</b>
СИСТЕМА ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ОБРОБКИ ЗОБРАЖЕНЬ НА СІТКІВЦІ ОКА	
Рекомендація:доц. Яганов П.О.	
<b>22. М.І. Гладкий</b>	<b>264</b>
БЛОК ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ П'ЄЗОЕЛЕКТРИЧНОГО ДВИГУНА	
Рекомендація:доц. к.т.н. Мірошниченко А.П.	
<b>23. О.В.Перепадя</b>	<b>268</b>
ДОЗИМЕТР З ГЕОТЕГУВАННЯМ ВИМІРІВ	
Рекомендація:к.т.н., доц. Лебедев Д.Ю.	
<b>24. Д.В. Солдатов</b>	<b>272</b>
МОБІЛЬНИЙ РУХОМІЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ ДИСТАНЦІЙНОГО СПОСТЕРЕЖЕННЯ	
Рекомендація:к.т.н., доц. Бондаренко В.М.	
<b>25. А.О. Носов</b>	<b>276</b>
СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОМ РЕЙТРЕЙСИНГА	
Рекомендація:д.т.н., проф. Яганов П.О.	
<b>26. В.І. Ковальський</b>	<b>280</b>
ПРОГРАМНИЙ МОДУЛЬ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ФУНКЦІЇ ХВИЛЬОВИХ АБЕРАЦІЙ	
Рекомендація:к.т.н., доц. Яганов П.О.	
<b>27. Б.О. Дикуха</b>	<b>284</b>
МЕТОД ПОКРАЩЕННЯ ЯКОСТІ ВИЯВЛЕННЯ НАХИЛЕНИХ ОБЛИЧ НА	
ЗАШУМЛЕНИХ ЗОБРАЖЕННЯХ	
Рекомендація:к.т.н., доц. Кучернюк П.В.	
<b>28. А.О. Довгаль</b>	<b>289</b>
КЛАСИФІКАЦІЇ ЗАГРОЗ БЕЗПЕКИ В ІНФОРМАЦІЙНІЙ МЕРЕЖІ	
Рекомендація:к.т.н., доц. Кучернюк П.В.	
<b>29. В.П. Дрозд, Т.Л. Захарченко</b>	<b>293</b>
Використання глибоких нейронних мереж для розпізнавання марок	
автомобілів	
Рекомендація:д.ф-м.н., проф. Редько І.В.	

**СЕКЦІЯ №6 «ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА»**

<b>1. А.В.Крилов</b>	<b>297</b>
Реалізація принципу тррpt для фотобатарей	
Рекомендація: д.т.н., проф. Ямненко Ю.С.	
<b>2. Б.М. Служинський</b>	<b>302</b>
Зменшення кількості недоотриманої енергії від сонячної батареї	
Рекомендація: д.т.н., проф. Ромашко В.Я.	
<b>3. Є.О. Зінченко</b>	<b>306</b>
Використання трьохфазного перетворювача для живлення малопотужних споживачів в умовах аварійного відключення однієї або двох фаз	
Рекомендація: д.т.н., проф. Ямненко Ю. С.	
<b>4. А.В. Присяжнюк</b>	<b>310</b>
Аналіз фізіологических состояний человека	
Рекомендація: д.т.н., проф. Ямненко Ю.С.	
<b>5. Т.О. Рижакова</b>	<b>314</b>
Зниження втрат потужності в імпульсному перетворювачі постійної напруги першого роду	
Рекомендація: к.т.н., доц. Бондаренко О.Ф.	
<b>6. О.С. Корнисік, К.С. Осипенко</b>	<b>318</b>
Імітаційна модель синхронного генератора	
Рекомендація: д.т.н., проф. Жуйков В.Я.	
<b>7. Б.С. Гнатюк, К.С. Осипенко</b>	<b>322</b>
Розрахунок стійкості систем розподіленої генерації	
Рекомендація: д.т.н., проф. Жуйков В.Я.	
<b>8. І.С. Ліпінський</b>	<b>327</b>
Система дистанційного керування пристроями формування мікроклімату приміщень з використанням web-ресурсів	
Рекомендація: к.т.н., доц. Хижняк Т.А.	
<b>9. М.В. Вдовцов</b>	<b>331</b>
Інвертор сонячної батареї	
Рекомендація: к.т.н., доц. Вербицький Є.В.	
<b>10. Ю.В. Кожушко</b>	<b>335</b>
Аналіз методів балансування напруги суперконденсаторних модулів	
Рекомендація: к.т.н., доц. Бондаренко О.Ф.	
<b>11. Д.Р. Ушаков</b>	<b>339</b>
Аналіз спектру вихідного струму імпульсного перетворювача енергії	
Рекомендація: д.т.н., проф. Жуйков В.Я.	

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

<b>1. С.Г. Лазебний, П.В. Попович</b>	<b>344</b>
О ПРЕИМУЩЕСТВАХ И НЕДОСТАТКАХ ПРЯМЫХ ВИДЕОТРАНСЛЯЦИЙ ЧЕРЕЗ БЕСПРОВОДНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ	
Рекомендація:к.т.н., доц. Лазебний В.С.	
<b>2. А.С. Барабаш</b>	<b>348</b>
АНАЛІЗ СУЧАСНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ ТРАНСЛЯЦІЇ НВВТВ ТА ПЕРСПЕКТИВИ ІІ РОЗВИТКУ	
Рекомендація:к.т.н., доц. Лазебний В.С.	
<b>3. В.В. Левченко</b>	<b>353</b>
ВИЗУАЛИЗАЦІЯ ДІСТАНЦІОННИХ КУРСОВ	
Рекомендація:д.т.н., проф. Ямненко Ю.С.	
<b>4. К. Г. Купченко</b>	<b>357</b>
ОСОБЛИВОСТІ СПЕКТРАЛЬНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДІОЧАСТОТНОГО СИГНАЛУ МЕРЕЖІ WI-FI	
Рекомендація:к.т.н., доц. Лазебний В.С.	
<b>5. Р.С. Саган</b>	<b>362</b>
ОСОБЛИВОСТІ КОДУВАННЯ ВІДЕОПОТОКУ ДЛЯ ПЕРЕДАВАННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ ПРОГРАМ В СИСТЕМАХ СУПУТНИКОВОГО МОВЛЕННЯ	
Рекомендація:к.т.н., доц. Лазебний В.С.	
<b>6. М.В. Панчоха</b>	<b>367</b>
ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕМС ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ АПАРАТУРИ ЗА КОЛАМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ	
Рекомендація:к.т.н., проф.Пілінський В.В.	
<b>7. І.М. Панченко</b>	<b>371</b>
КОГНІТИВНІ РАДІОСИСТЕМИ, ЯК ЗАСІБ ЕФЕКТИВНОГО ВИКОРИСТАННЯ РАДІОЧАСТОТНОГО РЕСурсу	
Рекомендація:к.т.н., проф.Пілінський В.В.	
<b>8. Н.С. Золотарєва, К.А. Трапезон</b>	<b>375</b>
Особенности анализа захвата движения motion capture при подготовке мультимедийного контента	
Рекомендація:к.т.н., доц.Трапезон К.А.	

**СЕКЦІЯ №1: «АКУСТИКА ТА АКУСТОЕЛЕКТРОНІКА»**

УДК 534.3

**ЧИСЛЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АКУСТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ  
ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ**

И.Д. Ищенко

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: inna13antonova@mail.ru

Выполнен расчет численных характеристик звуковых полей кругового цилиндрического преобразователя компенсированной конструкции методом эквивалентных электромеханических схем и на их основе проведен сравнительный анализ акустических свойств преобразователя в широком диапазоне частот в зависимости от типа пьезокерамики и разных толщин пьезокерамической оболочки.

The calculation of numerical characteristics of sound field of a circular cylindrical converter compensated design by the method of equivalent electromechanical schemes has been completed and on their basis has been done a comparative analysis of acoustic properties of the converter over a wide frequency range, depending on the type of piezoceramics and different thicknesses of piezoceramic shell.

**Ключевые слова:**цилиндрический пьезокерамический преобразователь, акустические свойства, звуковое поле, звуковое давление, компенсированная конструкция.

**Key words:**cylindrical piezoceramic converter, acoustic properties, sound field, sound pressure, compensated design.

**Введение**

В течение достаточно длительного времени широкое применение имели конструкции цилиндрических преобразователей компенсированного типа, в которых внутренняя полость заполнена электроизоляционной жидкостью. Такие конструкции нашли определенное применение благодаря возможностям работы при больших внешних давлениях без изменения параметров преобразователей. Преимуществами жидкозаполненной конструкции является её высокая электрическая прочность, ремонтопригодность и независимость параметров от гидростатического давления. Начиная с 1960-х годов появились конструкции круговых цилиндрических преобразователей, в которых активный элемент находится непосредственно в рабочей жидкости, так называемое свободно обтекаемое кольцо. Такая конструкция преобразователя обеспечивает возможность не только его работы при высоких гидростатических давлениях без изменения параметров преобразователя, но и расширение полосы излучающих частот за счет использования резонанса объема жидкости, которая находится в его внутренней полости[1].

В настоящее время при изучении вопроса об излучении звука цилиндрическим пьезокерамическим преобразователем используют представления о двух возможных

расчетных моделях таких преобразователей. Согласно одной из моделей, преобразователь представляется в виде эквивалентной электромеханической схемы [2]. Для этого вида модели в работе [3] были получены аналитические соотношения, описывающие акустические свойства кругового цилиндрического пьезокерамического излучателя компенсированной конструкции, и рассмотрен вариант различного заполнения его внутренней полости. Целью данной статьи является получение численных характеристик акустических полей преобразователя для разных составов пьезокерамики и толщины пьезокерамической оболочки.

### Результаты исследований

Запишем ранее полученные аналитические выражения[3] для звукового давления на поверхности преобразователя:

$$\begin{aligned} p_1 &= -j\rho_1 c_1 \frac{n_T U}{\left[ -j\rho_1 c_1 \frac{H_0^1(k_1 r_1)}{H_1^1(k_1 r_1)} + j\rho_2 c_2 \frac{J_0(k_2 r_2)}{J_1(k_2 r_2)} + Z_{ob} \right]} \frac{H_0^1(k_1 r_1)}{H_1^1(k_1 r_1)}; \\ p_2 &= -j\rho_2 c_2 \frac{n_T U}{\left[ -j\rho_1 c_1 \frac{H_0^1(k_1 r_1)}{H_1^1(k_1 r_1)} + j\rho_2 c_2 \frac{J_0(k_2 r_2)}{J_1(k_2 r_2)} + Z_{ob} \right]} \frac{J_0(k_2 r_2)}{J_1(k_2 r_2)}. \end{aligned} \quad (1)$$

где коэффициент электромеханической трансформации  $n_T$  и составляющие  $C_M$  и  $r_{MP}$  локального механического импеданса пьезокерамической оболочки:  $n_T = \frac{d_{31}}{r_0 S_{11}^E}$  ( $d_{31}, S_{11}^E$  - поперечный пьезомодуль и модуль гибкости при нулевой электрической напряженности пьезокерамики преобразователя),  $r_{MP} = \frac{\rho_k h}{Q_M} \sqrt{\frac{1}{r_0^2 \rho_k S_{11}^E}}$ ,  $C_M = \frac{1}{S} = \frac{r_0^2 S_{11}^E}{h}$ ;  $Z_{ob} = r_{MP} + j(\omega m - \frac{1}{\omega C_M})$  – локальный механический импеданс оболочки,  $m = \rho_k h$  - масса оболочки, приведенная к единице ее поверхности.

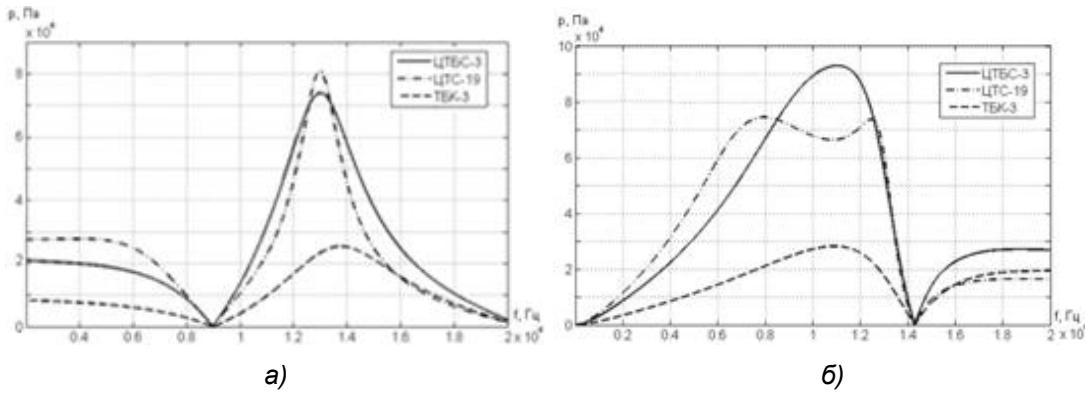
Применим полученные соотношения (1) для сравнительной численной оценки зависимостей амплитуд давления излучаемого сигнала от частоты для водозаполненных гидроакустических пьезокерамических цилиндрических преобразователей.

Построим зависимости звукового давления от частоты преобразователя с продольным пьезоэффектом для трех составов пьезокерамики (ЦТБС-3, ЦТС-19, ТБК-3). Параметры указанных составов пьезокерамики приведены в табл.1.

Таблица 1. Параметры состава пьезокерамики

Параметр		Состав пьезокерамики					
		ЦТБС-3		ЦТС-19		ТБК-3	
Плотность	$\rho_k, \text{ кг}/\text{м}^3$	7210		7740		5400	
Пьезомодуль	$d_{31}$	$d_{33}$	134	286	125	304	49
	$\cdot 10^{-12}, \text{ Кл}/\text{Н}$						
Модуль гибкости	$C_{11}$	$C_{33}$	15,1	13,6	10,9	9,3	15,7
	$\cdot 10^{10}, \text{ Н}/\text{м}^2$						

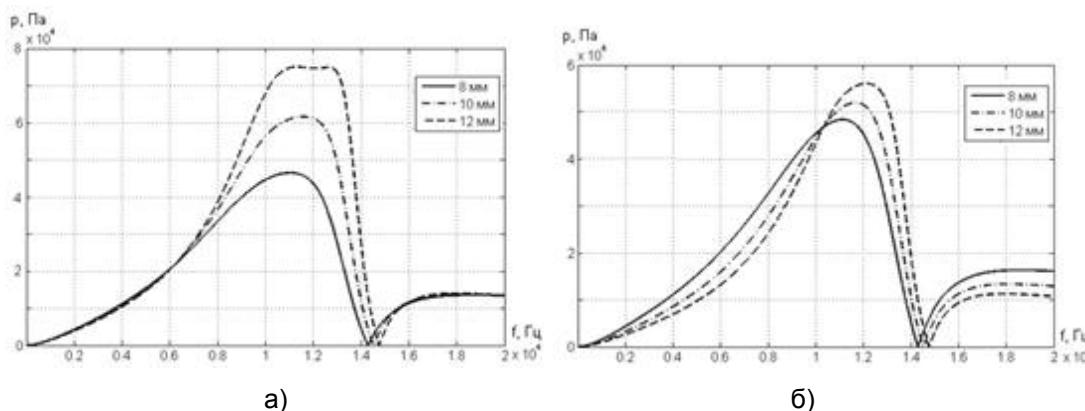
Результаты расчетов представим на рис.1.



**Рис.1. Графики частотной зависимости амплитуды давления на внутренней(а) и на внешней (б) поверхности излучателя компенсированной конструкции при  $r_0 = 0,068\text{м}$ ,  $h=0,008\text{м}$ ,  $\rho_2 c_2 / \rho_1 c_1 = 1$  и разных составах пьезокерамики**

Изменение состава пьезокерамики компенсированного излучателя (рис.1) сопровождается изменением частотных характеристик звукового поля. Из данных на рис.1 видим, что во внутренней области поля присутствует резонанс в промежутке 12-14 кГц. Наибольшее значение амплитуды звукового давления для пьезокерамики марки ЦТС-19, а наименьшее для ТБК-3. Внешней в области резонанс наблюдается в диапазоне 8-12 кГц, и наибольшее значение амплитуды звукового давления для пьезокерамики марки ЦТБС-3.

Применим полученные соотношения (1) для сравнительной численной оценки зависимостей амплитуд давления излучаемого сигнала от частоты для водозаполненных гидроакустических пьезокерамических цилиндрических преобразователей в случае изменения толщин стенок излучателя с продольным и поперечным пьезоэффектами. Расчеты производились для преобразователей трех толщин пьезокерамических оболочек ( $h=0,008\text{м}$ ;  $0,01\text{м}; 0,012\text{м}$ ), радиус срединной поверхности  $r_0=0,068\text{м}$ . Результаты расчетов звуковых полей представлены на рис.2.



**Рис.2. Графики зависимости амплитуды звукового давления излучателя компенсированной конструкции с продольным (а) и поперечным (б) пьезоэффектами на его внешней поверхности от частоты для разных толщин пьезокерамической оболочки состава ЦТБС-3 при  $r_0 = 0,068\text{м}$ ,  $\rho_2 c_2 / \rho_1 c_1 = 1$**

Из данных на рис.2 видим, что в области поля присутствует резонанс в промежутке около 10-12 кГц. Изменение толщины пьезокерамической оболочки (рис.2) сопровождается возрастанием эффективности излучателя компенсированной конструкции, причем значительно более существенным образом при использовании продольного пьезоэффекта (рис.2а).

### **Выводы**

Проведен сравнительный анализ акустических свойств кругового цилиндрического пьезокерамического преобразователя компенсированной конструкции. Результаты анализа показывают то, что изменение состава пьезокерамики (рис. 1) приводит к изменению характера поведения частотных зависимостей звукового поля. При этом для излучателей, построенных с использованием поперечного пьезоэффекта, характерными являются не только снижение эффективности излучателя, но и уменьшение диапазона частот его эффективного излучения. Изменение толщины пьезокерамической оболочки(рис. 2) для излучателей на основе продольного пьезоэффекта сопровождается также и появлением возможностей многорезонансного излучения. Для преобразователей на основе поперечного пьезоэффекта таких эффектов не наблюдается.

### **Литература**

1. Конструювання електроакустичних приладів і систем для мультимедійних акустичних технологій: навч.посібник [Текст] / В.С.Дідковський, С.М.Порошин, О.Г.Лейко, А.О.Лейко, О.І.Дрозденко. – Київ, 2013. – 390с.
2. Борисейко В.А. К теории колебаний пьезокерамических оболочек [Текст] / В.А.Борисенко, В.С.Мартыненко, А.Ф.Улитко. – 1977, 21. – с.71-76.
3. Ищенко И.Д. Свойства звуковых полей цилиндрических излучателей с различным заполнением их внутренней полости[Текст] / Ю.І.Якименко, А.О.Попов, Ю.С.Ямненко // Конференція молодих вчених «Електроніка-2015»: матеріали VIII Міжнародної науково-технічної конференції молодих вчених, 15-17 квітня 2015 р., м.Київ. – 2015. – С.62-66.

**Рекомендовано к публикации:** д.т.н., проф.Лейко А.Г.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ААЭ, Киев, Украина

УДК534.231

## МЕХАНИЧЕСКИЕ ПОЛЯ ВОДОЗАПОЛНЕННЫХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ, ОБРАЗУЮЩИХ ПЛАНАРНЫЕ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ

О.І. Нижник

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [alexnizhnick@mail.ru](mailto:alexnizhnick@mail.ru)

Методом связанных полей в многосвязных областях решена задача излучения звука планарной антенной решеткой, образованной из водозаполненных цилиндрических пьезокерамических излучателей с окружной поляризацией. Проведен анализ численных характеристик механических полей, возникающих в процессе работы антенны. Приведены графики частотных зависимостей смещений и колебательных скоростей поверхностей излучателей в составе решетки.

Using the related fields method in multiply connected domains the problem of sound radiation of the planar antenna array which consist of waterfilled cylindrical piezoceramic radiators with radial polarization is solved. The analysis of numerical characteristics of physical fields arise in the process of the operation of the antenna is conducted. The diagrams of frequency dependencies of displacements and oscillatory velocities of the surfaces of radiators as part of the antenna are given.

**Ключевые слова:** физические поля; антенная решетка; цилиндрический пьезокерамический излучатель; метод связанных областей.

**Keywords:** physical fields; antenna array; a cylindrical piezoelectric transducer; related fields method.

### Введение

В классической постановке задач об излучении звука системами колеблющихся тел обычно исходят из допущения о том, что нормальные составляющие колебательных скоростей на поверхностях излучателей заданы [1]. Такой упрощенный подход может быть оправдан только в тех случаях если излучатели системы разнесены на значительные расстояния друг от друга или их собственные механические импедансы существенно превышают импедансы излучения. Однако, при построении систем излучателей такие условия не представляют какого-либо интереса, поскольку реальные колебательные скорости излучателей в антенных решетках будут определяться уровнем подводимой к каждому излучателю энергии, значением частоты излучения и другими характеристиками и, в общем случае, могут существенно отличаться между собой. Изложенные эффект могут существенно отразиться на энергетической эффективности рассматриваемых антенных решеток и затруднить согласование их излучателей с возбуждающими антенны генераторами.

### Результаты исследований

Изучим свойства механических полей излучателей планарных антенных решеток. Решетки образованы из конечного числа  $N$  идентичных круговых излучателей, продольные оси которых расположены на расстоянии  $l$  один от другого. Все излучатели имеют окружную поляризацию и возбуждаются одинаковым гармоническим сигналом  $\psi^{(s)} = \psi_0^{(s)} e^{-i\omega t}$ . Антенные решетки расположены в водной среде с плотностью  $\rho=1000$  кг/м<sup>3</sup> и скоростью звука  $c=1500$  м/с, внутренние полости их излучателей также заполнены водой.

В качестве параметров механических полей рассмотрим зависимости амплитуд смещений поверхностей излучателей, а также амплитуд и фаз колебательных скоростей излучателей в составе решеток от параметров излучателей и решеток. Расчеты численных характеристик механических полей проводились с использованием аналитических соотношений, полученных в работе [3]. При построении излучателей антенн в качестве пьезокерамики использовался состав ЦТБС-3. Средний радиус оболочки принимался равным  $r_0 = 0.068$  м; при толщине стенки  $h = 0.008$  м и количестве призм  $n=48$ . Расстояние между продольными осями излучателей выбиралось равным 0,15 м, при их количестве  $N=3$ . Величина напряжения возбуждения выбиралась равной  $\psi_0 = 200$  В.

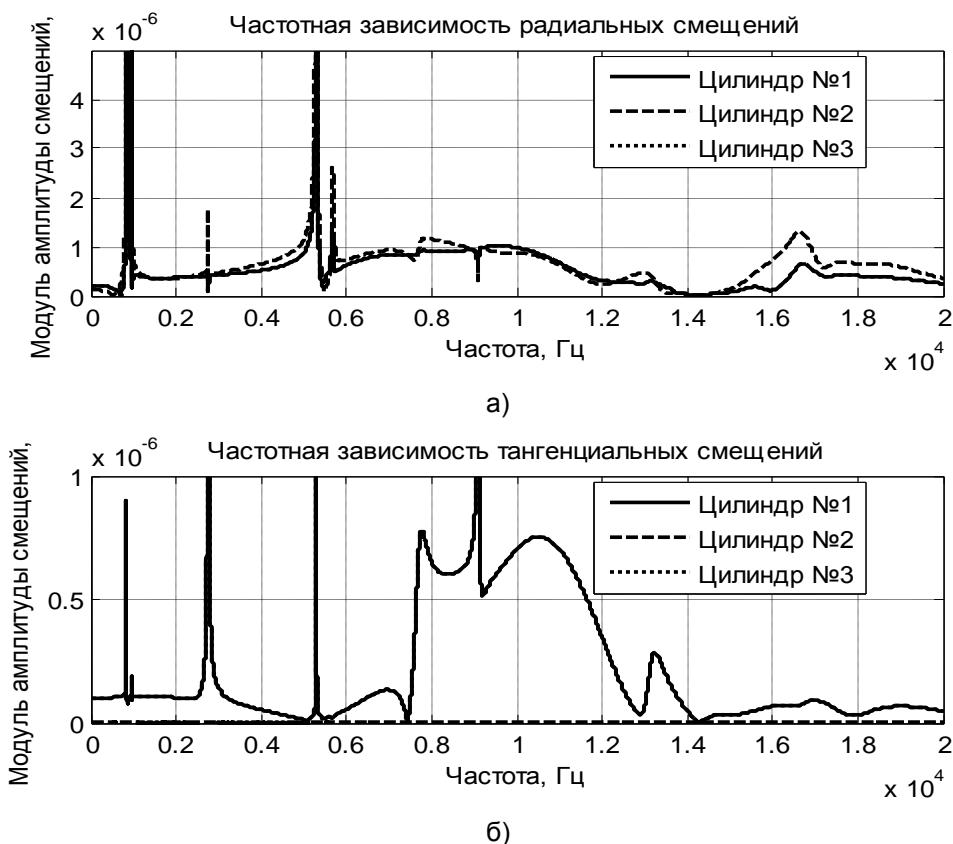
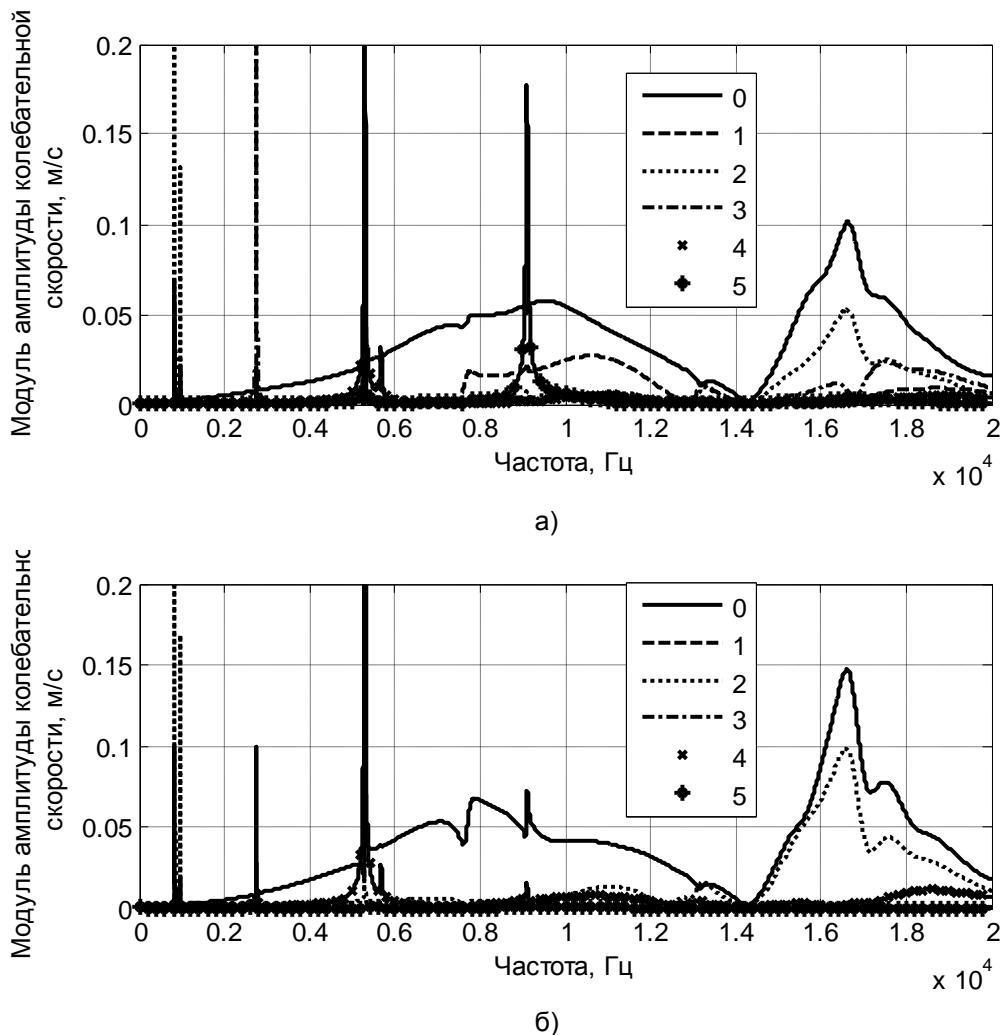


Рис. 1. Частотные зависимости амплитуд радиальных (а) и тангенциальных (б) смещений поверхностей излучателей решетки из трех элементов при  $\varphi = 90^\circ$  и  $l = 0,15$  м.

Проанализируем полученные численные результаты. Анализ кривых рис.1 свидетельствует, что при работе излучателей в составе антенны кроме радиальных смещений возникают тангенциальные смещения.

Физической причиной этого нарушения является взаимодействие излучателей в решетке по звуковому полю. Частотные зависимости и радиальных, и тангенциальных смещений отличаются крайней неоднородностью, а амплитуды последних в 2-10 раз меньше, чем амплитуды радиальных смещений.



**Рис. 2. Частотные зависимости амплитуд радиальных колебательных скоростей первого (а) и второго (б) излучателей трехэлементной планарной решетки по модам**

В рассматриваемой планарной решетке при выбранном способе электрического нагружения на нулевой моде радиальных колебаний излучателей ввиду взаимодействия между ними по акустическому полю происходит нарушение радиальной симметрии нагрузки излучателей. В связи с этим в системе с нарушенной симметрией появляются последующие моды колебаний (рис. 2), сравнимые или даже превышающие амплитуды пульсирующей моды.

Это значит, что в данных случаях происходит эффективное перераспределение энергии, «закачиваемой» в излучатели решетки на пульсирующей моде их колебаний, между

последующими формами колебаний. При этом соотношение между амплитудами колебательных скоростей всех имеющих место мод колебаний излучателей зависит от расстояния между излучателями в решетке, места расположения их в решетке и числа излучателей в ней. Чем ближе излучатели расположены друг к другу в решетке, тем больше амплитуды модовых колебательных скоростей они имеют, в том числе и на более высоких номерах мод. При малых расстояниях между излучателями в планарной решетке наборы мод колебаний, хотя и с разными амплитудами колебательных скоростей близких как для срединных, так и для крайних излучателей решеток. По мере увеличения расстояния между излучателями в решетке амплитуда дополнительных мод, возбуждаемых в излучателях планарных решеток, уменьшается ввиду уменьшения несимметричности нагрузок.

### Выводы

Показано, что при возбуждении излучателей планарной антенной решетки одинаковым электрическим напряжением механические смещения и колебательные скорости у всех излучателей существенно отличаются между собой. Особенно большие различия этих параметров по излучателям наблюдаются в областях частот, близких к собственным частотам излучателей при их работе вне антенной решетки. Кроме того низкочастотная часть спектра излучателей и решетки расширяется и обогащается новыми собственными частотами. Выявленные эффекты могут весьма отрицательно повлиять на энергетическую эффективность такого типа антенных решеток и существенно затруднить согласование излучателей с генераторами электрической энергии. В частности, значительные отличия колебательных скоростей излучателей не позволяют в полной мере реализовать потенциальные возможности таких решеток по излучаемой мощности.

### Литература

- Гринченко В.Т., Вовк И.В., Мацыпуря В.Т. Волновые задачи акустики. – К.: Интерсервис, 2013. – 572 с.
- Лейко А.Г., Нижник А.И. Физические поля планарных гидроакустических антенн, образованных из цилиндрических пьезокерамических излучателей// Электроника и связь. – 2015. – №2 – С.– 100–106.
- Лейко А.Г., Нижник А.И., Старовойт Я.И. Акустические свойства цилиндрических пьезокерамических излучателей силовой и компенсированной конструкции с продольным и поперечным пьезоэффектами// Электроника и связь. – 2013. – №6 – С.– 62–73.

**Рекомендовано до публікації:** д.т.н., проф. Лейко О.Г.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 534.8

## ПАРАБОЛІЧНИЙ ЕКРАН ЯК ЗАСІБ ЗВУКОПІДСИЛЕННЯ

В.О. Нечитайлло

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [viktoriya.nechitaylo@gmail.com](mailto:viktoriya.nechitaylo@gmail.com)

Пропонується модель оформлення навколоценічного простору в залах на відкритих майданчиках у вигляді параболічного екрану. Це дозволить збільшити пряму звукову енергію на слухацьких місцях та використати конструкцію як шумозахисний екран.

The model of design around the stage space and outdoor areas as a parabolic screen. This will increase the direct sound energy at the listening locations and use construction as soundproofed screen.

**Ключові слова:** звукопідсилення, акустичне підсилення, параболічний екран.

**Key words:** amplification, acoustic amplification, parabolic screen.

### Вступ

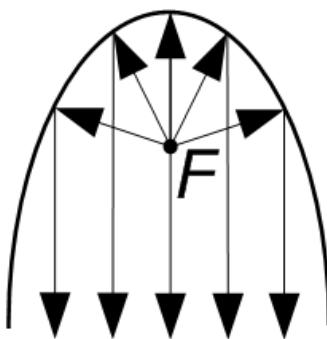
Акустичне проектування концертних приміщень вимагає дотримання жорстких вимог щодо забезпечення якості звукового поля [1]. Це пов'язано як з різноманітністю концертних концертних жанрів і кількості виконавців, так і, як правило, з великою кількістю глядачів. Основна проблема створення акустичного поля полягає у підтриманні пропорційного балансу між прямим і дифузним звуком, а для цього – забезпечення рівномірного покриття прямим звуком слухацьких місць [2]. Особливо гостро питання достатнього прямого озвучення постає на відкритих концертних майданчиках, де відсутні ревербераційні відбиття. Частково ця проблема вирішується за допомогою електроакустичних систем звукопідсилення. Але оскільки перевагу має слухове сприйняття натурального звучання, доцільно використати можливості огорожувальних поверхонь, а зокрема сцени. Від форми огороження сцени залежать такі параметри звучання, як баланс і ансамбл [3], а також можливість надходження максимальної кількості прямої звукової енергії в зал. Тому необхідно виконання ретельного аналізу навколоценічного простору і вибір його найбільш доцільної форми.

### Формування звукових відбиттів криволінійними поверхнями

Як відомо [2], перші корисні звукові відбиття забезпечують розбирливість мови і ясність звучання музики. Пізніше відбиття при певних умовах дадуть додаткову якість звучання в залі: для мовлення - природну темброве забарвлення, для музики - повноту і жвавість. Цих якостей зала набуває, якщо в ній створено дифузне звукове поле. Для цього необхідно, щоб вся площа слухацьких місць була рівномірно покрита пізніми, розсіяними звуковими відбиттями, що приходять з усіх напрямків. Великі гладкі огорожувальні поверхні залу не створюють в ньому

дифузного звукового поля. Воно досягається членуванням поверхонь залу і введенням таких елементів, як колони, балкони, лоджії і т.п.

Розміри відбивачів поблизу демонстраційного майданчика повинні бути за ширину не менші 5 - 6 м з тим, щоб при переміщенні джерела звуку (виконавця) в ігровій зоні забезпечувалося рівномірне покриття по площі слухацьких місць першими спрямованими корисними відбиттями. Для отримання розсіяних (дифузних) відбиттів розчленовані поверхні повинні мати ширину 1,5 - 2 м, глибину 0,5 - 1 м при кроці членування 2 - 4 м. Додаткові більш дрібні членування великих елементів забезпечують розсіяння в широкому діапазоні звукових частот. При цьому найбільший ефект дають елементи криволінійної випуклої форми. [3]



**Рис. 1. Напрямок розповсюдження звукової енергії, відбитої від криволінійної поверхні**

Точність, з якою звук фокусується, визначається формою та відносними розмірами відбивача. Для такої мети чудово підходять сферичні поверхні, адже їх легко створити. Їх часто використовують у конструкції чітко направлених мікрофонів, розміщуючи сам мікрофон у фокусі напівсфери. Такі мікрофони використовуються при записі спортивних подій або звуків тварин дикої природи. Ефективність увігнутого відбивача залежить від розмірів відбивача у порівнянні з довжиною хвилі, що на нього падає. Наприклад сфера, діаметром 1 метр буде надавати значної направленості на частоті 1 кГц (довжина хвилі приблизно 30 см), але буде при цьому майже не мати направленчих властивостей на частоті 200 Гц (довжина хвилі близько 165 см). Увігнуті поверхні, наприклад купольні стелі у церквах або аудиторіях, можуть представляти серйозну проблему через небажану концентрацію звукових хвиль у певних точках приміщення у протистоянні до мети отримання однакового звукового поля у всьому об'ємі приміщення. Головна ідея даної роботи полягає в тому, щоб максимально ефективно використати саму сценічну конструкцію, надати їй функціональності з акустичної точки зору, і зробити широко направленою у застосуванні. Таким чином пропонується використати фокусуючи властивості параболічної поверхні так би мовити «в зворотньому напрямку», тобто розмістивши акустичну систему у фокусі параболи, направити звук в поле слухачів паралельними променями.

### Розрахунок параболічного екрану

Як відомо, для розрахунку методів озвучення великих залів (і відповідно відкритих площ) використовуються припущення теорії променевої акустики. Вважають, що рух звукових хвиль є

подібним до руху світлових променів. Відповідно до законів геометричної оптики при відбитті від дзеркальних поверхонь кут відбиття дорівнює куту падіння, і падаючий і відбитий промені лежать в одній площині. Це справедливо, якщо розміри відбиваючих поверхонь перевищують довжину хвилі, а розміри нерівностей поверхонь багато менші за довжину хвилі. [3]

Рівняння параболи має вигляд:

$$y = ax^2, \quad (1)$$

де  $a = 1/2p$ ,  $p$  – відстань від фокусу до директриси, таким чином фокус параболи

знаходиться на однаковій відстані від її вершини і від директриси і ця відстань дорівнює  $2p$ .

З [4] відомо, що найменший розмір відбивача повинен бути не меншим за 1,5 довжини хвилі. Враховуючи це, розрахуємо розміри параболічного екрану, що задовольнить нашим умовам.

Приймемо  $p = 6$ , тоді  $a = 1/12 = 0.083$ . Глибину кривої візьмемо трохи більшою за фокусну відстань 4м, тоді в ширину поверхня буде рівною 14м, що цілком відповідає розмірам сценічних конструкцій середнього розміру, розрахованих на кількість слухачів 600 – 1000.[4]

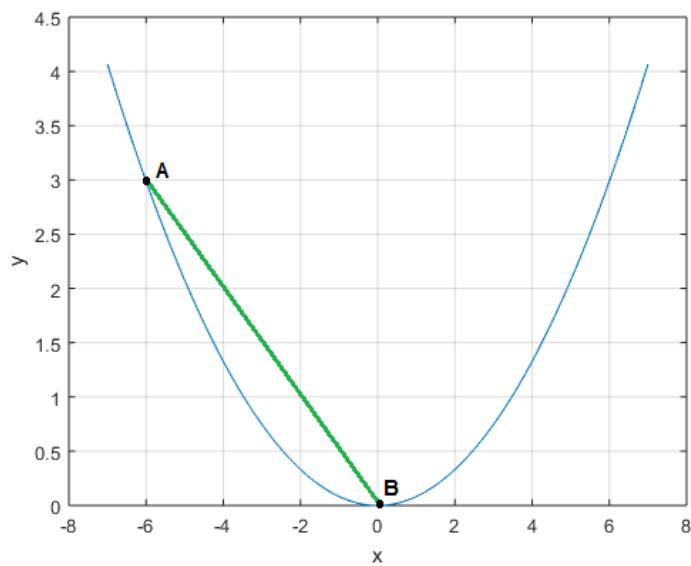


Рис. 2. Розрахунок довжини кривої

Для частоти 50 Гц, що прийнято розглядати за нижню частоту діапазону для музики  $\lambda = 6.8 \text{ м}$  [5]. Побудувавши параболу бачимо, що довжина кривої буде перевищувати це значення, а саме довжину прямої  $AB$ , що задовольняє умовам променевої теорії.

Знаючи характеристику направленості музичних інструментів, зокрема скрипки та роялю [1], можна розрахувати рівень звуку на слухацьких місцях, який буде відбитим від параболічної конструкції. Характеристика направленості скрипки на частотах 800-5000 Гц має високу спрямованість саме у напрямку слухача, а у рояля має більш розподілений за напрямками характер. Тому вдалим рішенням буде встановлення саме роялю у фокус екрану. За рахунок

випромінення звуку роялем в сторону екрану, шляхом відбиття від його поверхні і надходження до слухача відбувається достатнє підсилення (до 3 дБ) для покращення звучання.

### **Параболічна конструкція як шумозахисний екран**

Також можливо розглянути застосування даної конструкції у якості шумозахисного екрану. У випадку розміщення концерту у межах густонаселеного регіону і за необхідності зниження рівня звуку, що буде досягати навколоишнього по відношенню до площини слухачів концерту середовища. В такому випадку розрахований параболічний відбивач розміщується напроти сцени за площею слухацького простору і захищає необхідну частину від проникнення потужних звуків. За властивостями параболи, звуки, що надійшли безпосередньо з фронтального напрямку будуть збігатися у фокусі, а ті, що надходять під певним кутом – розсіюватись у різні боки, під кутами рівними кутам падіння. При такому застосуванні конструкції, її слід розширити в боки для забезпечення покриття більшої площини, а також огородити від доступу слухачів частину простору, де знаходиться фокус параболи.

Енергія першого відбиття прямого звуку концентрується у фокусі, хоча деяка частина корисної енергії розсіюється вбік. В напрямі, що необхідно захистити, звукові промені не розповсюджуються, а у слухацьке середовище повертається лише енергія, яка стає частиною оточуючої реверберації, тобто має такий рівень, що впливає на лише на оцінку розмірів приміщення і створюють відчуття просторовості звуку.

### **Висновки**

Запропонована модель оформлення сцени у вигляді параболічної поверхні. Це дозволяє при розташуванні джерела звуку (зокрема, сольних музичних інструментів) у фокусі параболічного екрану підвищити рівень звукової енергії на слухацьких місцях в середньому на 3 дБ. При використанні конструкції на відкритих майданчиках як огороження вона може служити шумозахисним екраном.

### **Література**

1. И. Алдошина, Р. Приттс. Музыкальная акустика. Учебник. – СПб.: Композитор Санкт-Петербург, 2006.– 720 с.
2. Ф. Стеффен, В. Аннерт. Техника звукоусиления. Теория и практика. –М.: ООО "ПКФ "Леруша", 2003. – 416 с.
3. Leo L. Beranek, "Concert Halls and Opera Houses – How They Sound", Springer, New York (2002) – p.574.
4. BeranekL. Music, Acoustic and Architecture. – N.Y.: Wiley&Sons, 1996. – 700 р.
5. Дідковський В.С., Луньова С.А., Богданов О.В. Архітектурна акустика. – К.: НТУУ "КПІ", 2012. – 382 с.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Луньова С.А.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

## СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ АВТОПАРКУВАННЯМ НА ОСНОВІ РАДІОЧАСТОТНОЇ ІДЕНТИФІКАЦІЇ З ВИКОРИСТАННЯМ ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ

С. М. Каліка

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: kstepanm@gmail.com

**Представлена концепція реалізації системи управління автопаркуванням на основі радіочастотної ідентифікації (RFID) з використанням поверхневих акустичних хвиль (ПАХ). Наведені основні особливості та переваги RFID-технології на основі ПАХ.**

**In this work, a concept implementation has been provided in parking-lot control system via Surface Acoustic Wave (SAW) based Radio Frequency Identification (RFID). Presented major benefits and features of SAW based RFID technology.**

**Ключові слова:** радіочастотна ідентифікація, поверхневі акустичні хвилі, система управління автопаркуванням.

**Key words:** radio frequency identification, surface acoustic wave, parking-lot control system.

### Вступ

На звичайних автомобільних стоянках часто виникають затори, зумовлені чергами на в'їзд, на ідентифікацію автомобілів, на оплату. Після заїзду на територію автостоянки водії транспортних засобів вимушенні шукати вільні місця, з якими також можуть виникнути складнощі. А на виїзді зі стоянки знову можуть бути черги. Позбутися більшості перерахованих проблем та уникнути незручностей власникам автомобілів допомагають автоматизовані системи управління автопаркуванням.

Проблема надійної автоматичної ідентифікації автомобілів є актуальною вже протягом кількох останніх десятиліть. Для цього застосовують різні технології: штрихове кодування, відеосистеми, здатні розпізнавати інформацію номерного знаку, та багато інших. А в останні роки все більше зацікавлення викликають системи ідентифікації, побудовані на основі технології RFID [1, 2]. Використання RFID-міток дозволяє зареєстрованому автомобілю швидко та комфортно потрапити на місце паркування без будь-якої допомоги або втручання з боку службового персоналу, тобто виключається вплив будь-якого людського фактору. А наявність поверхнево акустичних хвиль на RFID робить дану технологію більш ефективним і економним засобом для організації управління автопаркуванням[3].

Метою статті є визначення основних переваг технології радіочастотної ідентифікаційної ідентифікації на поверхнево акустичних хвильах та розробка концепції побудови системи управління автопаркуванням.

### Система радіочастотної ідентифікаційної ідентифікації на поверхнево акустичних хвилях

Радіочастотна ідентифікація (RFID) – технологія автоматичної ідентифікації об'єктів, в якій за допомогою радіосигналів читаються або записуються дані, що зберігаються в так званих транспондерах, або RFID-мітках. В пам'яті RFID-мітки зберігається її власний унікальний номер та інформація для користувачів. Коли мітка потрапляє в зону реєстрації, ця інформація приймається зчитувальним пристроєм, який здатний читати і записувати інформацію з мітки. В умовах сьогодення RFID-технологія інтенсивно розвивається, що зумовлено, перш за все, широким використанням різних безконтактних систем реєстрації об'єктів з комерційними цілями.

Робота транспондера на поверхнево акустичних хвилях (ПАХ) заснована на п'єзоекскеті та поширенні на поверхні п'єзоелектричного кристала поверхневих акустичних хвиль з відносно невеликою швидкістю (від 3000 до 4000 м/с, тобто близько 1/100 000 швидкості світла). ПАХ – це пружні хвилі, що поширяються вздовж вільної межі твердого тіла з іншими середовищами та згасають із віддаленням від цихмеж. Поверхневі акустичні хвилі займають діапазон довжин хвиль від  $10^{-5}$  до  $10^{-1}$  см, а їх частоти відповідають області ультразвуку. Визначеною властивістю ПАХ є невелика в порівнянні з електромагнітними хвилями швидкість поширення, що дозволяє застосовувати до них математичні методи обробки сигналу.

Система радіочастотної ідентифікації на ПАХ володіє наступними перевагами:

- висока дальність і швидкість зчитування даних з транспондера;
- можливість обробки сигналу в реальному масштабі часу;
- велика зона покриття;
- сумісність з мікроелектронною технологією виготовлення;
- практично необмежена кількість варіантів коду, що забезпечує унікальність ідентифікаційного номера;
- завадостійкість та широкий діапазон робочих температур;
- стійкість до жорсткого радіаційного випромінювання;
- міцність та невеликі розміри транспондера при невисокій ціні;
- практично необмежений термін придатності транспондерів.

### Система управління автопаркінгом

За допомогою RFID-технології на ПАХ можливо забезпечити доступ транспортних засобів на місце паркування повністю в автоматичному режимі. Необхідною умовою для побудови такої системи є наявність так званого контролера доступу(позначений А на рис. 1) – шлагбаума або воріт, що працюють в автоматичному режимі,. Власники транспортних засобів, яким дозволений в'їзд/виїзд на територію паркінга отримують спеціальну картку з RFID-міткою (В на рис.1), що клейтися на лобове скло або поміщається в будь-яке інше зручне місце в автомобілі (за виключенням радіонедоступних областей).

RFID-мітки заносяться в базу даних і “прив'язуються” до свого власника. Кожна мітка має свій унікальний код-ідентифікатор, за яким система відрізняє одну мітку від іншої. Цей код присвоюється мітці на етапі виробництва і в подальшому не може бути змінений. Також мітка

має власну перезаписувану пам'ять, в якій можна занести будь-яку інформацію. У базі даних ідентифікатор мітки співставляється з даними автомобіля, таким чином, в будь-який момент часу, зчитуючи дані з мітки та звертаючись до бази даних, можна однозначно визначити, який транспортний засіб знаходиться в зоні контролю системи.

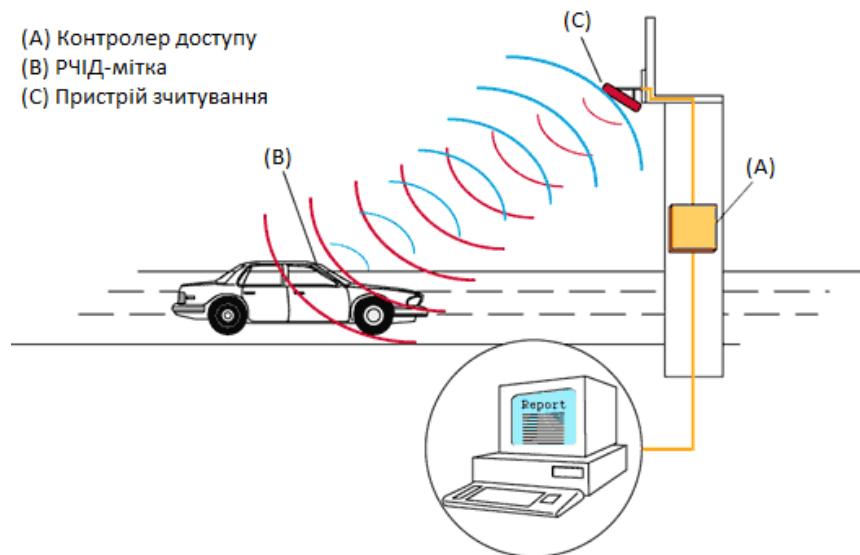


Рис. 1. RFID-технології на ПАХ в роботі системи управління автопаркінгом

Зчитування здійснюється спеціальними пристроями зчитування (С на рис. 1). Щойно мітка потрапляє в зону дії такого пристрою, вона починає передавати через антенну свій код-ідентифікатор та вміст своєї пам'яті. Якщо такий ідентифікатор наявний у базі даних, і немає ніяких додаткових обмежень (наприклад, довгострокова заборгованість за оплату паркування), то система дає сигнал на дозвіл проїзду та відкриття шлагбаума (воріт). Протокол передачі може бути зашифрований, аби ускладнити доступ до цієї інформації неавторизованим особам. Як тільки мітка залишає зону роботи зчитувача – вона перестає передавати інформацію та стає інертною. Система також автоматично реєструє у базі даних всі події в'їзду/виїзду, що може бути в подальшому використано для автоматичної виписки рахунків за паркування, обліку руху визначених транспортних засобів і т. п.

Розглянута система полегшує ідентифікацію користувача, а отже, скорочує час очікування та підвищує ефективність паркування. Іншими її основними перевагами є:

- можливість організації повністю автоматичної системи доступу на місце паркування без необхідності залучення персоналу;
- відсутність потреби у повній зупинці транспортного засобу перед в'їздом/виїздом;
- підвищення пропускної здатності пунктів контролю за в'їздом/виїздом;
- автоматичний облік і статистика руху транспортних засобів;
- простота організації білінгу, контроль за персоналом;
- висока надійність і простота експлуатації обладнання;
- можливість інтеграції з іншими автоматизованими системами.

### **Висновки**

Завдяки таким перевагам технології RFID на основі ПАХ, як висока дальність і швидкість зчитування даних з транспондера, міцність та невеликі розміри транспондера при невисокій ціні, їх застосування є доцільним та ефективним рішенням для побудови системи управління автопаркінгом.

### **Література**

1. ASPIRE FP7 Project Training: Introduction to RFID Technology.
2. Джхунян В. Л., Шаньгин В. Ф. Электронная идентификация. Бесконтактные электронные идентификаторы и смарт-карты. М.: Издательство АСТ. 2004. - 592 с.
3. Ольга Гуреева. Система радиочастотной идентификации на поверхностных акустических волнах // Компоненты и технологии, 2005, №6.

**Рекомендовано до публікації:** д.т.н., проф. Артеменко М. Ю.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 534.8

## ОБЪЕКТИВНАЯ ОЦЕНКА СУБЪЕКТИВНОГО ВОСПРИЯТИЯ КАЧЕСТВА ЗВУЧАНИЯ

Морозко П.В.

НТУУ «КПИ», факультет электроники, Киев, Украина Email: [p77morozko@gmail.com](mailto:p77morozko@gmail.com)

**Анализируются критерии оценки качества звука в речевых и музыкальных залах, а также взаимосвязь между субъективными и объективными параметрами.**

**Сравниваются объективные характеристики моноурального и бинаурального восприятия звучания одного и двух источников, и их влияние на субъективную оценку звуковой программы**

**In this work the assessment criterions of the sound quality in speech and music halls and the inter-relations between subjective and objective parameters were analyzed.**

**Objective characteristics of monaural and binaural sound perception of one and two sources and their influence on subjective assessment of sound program were compared.**

**Ключевые слова:** качество звучания, критерии оценки, субъективные параметры, объективные параметры.

**Key words :** sound quality, assessment criterion, subjective parameters, objective parameters.

### Введение

Электроакустические системы озвучения применяют для улучшения естественных акустических условий прослушивания. Применение системы озвучения практически не должно ощущаться слушателями и ни в коем случае не должно восприниматься как нечто чуждое натуральной акустической обстановке.

Для анализа качества звучания необходимо определить критерии оценки, согласованные с субъективным восприятием звука [1, 2]. Если для речи важнейшим параметром служат разборчивость и ее зависимость от уровня громкости и посторонних шумов, то для музыки отсутствует такой единственный критерий «хорошей акустики». В этом случае высокое качество звучания определяется многими факторами, которые в определенной степени могут быть охарактеризованы с помощью субъективных понятий уровня громкости, прозрачности, пространственного впечатления и тембральной окраски звучания. Для возможности создания наилучшего звучания звуковой программы субъективные критерии необходимо связать с объективными характеристиками звукового поля в помещении и оценить их изменение в случае применения электроакустических систем озвучения. Помимо названных существуют и другие субъективные критерии,

### Речевые залы

Для оценки качества звучания речи, как правило, используют один-единственный субъективный критерий — слоговую разборчивость и. [3] Она определяется следующим

способом: на трибуне или на сцене произносятся отдельные слоги, так называемые логотомы. Эти слоги или части слов должны быть часто используемыми в языке, на котором производится экспертиза, но сами по себе не должны иметь какого-либо смысла. Они должны опознаваться только по последовательности характерных для них звуков, а не по семантическому содержанию.

Эксперты, сидящие в разных местах помещения, записывают услышанное. Для правильно понятых слов из общего числа произнесенных характеризует слоговую разборчивость  $u$ . В помещениях с очень хорошей разборчивостью она составляет более 90%.

Зависимость слоговой разборчивости от архитектурно-акустических параметров исследовалась многими авторами. В результате этих исследований было получено следующее соотношение:

$$u = 96k_{H\eta} k_{B\eta} k_N k_C \quad (1)$$

Коэффициент 96 учитывает то обстоятельство, что даже если условия прослушивания не препятствуют пониманию, то и в этом случае, правильно воспринимаются только 96% слов. Коэффициенты  $k_{H\eta}$  и  $k_{B\eta}$  учитывают имеющееся или необходимое ограничение полосы частот в канале звукопередачи оратор — слушатель,  $k_N$  учитывает уровень громкости сигнала и шума в помещении, а  $k_C$  - «влияние помещения».

При оценке систем звукоусиления коэффициенты  $k_{H\eta}$  и  $k_{B\eta}$ , как правило, не используются и их полагают равными 1. В системах звукоусиления, предназначенных для очень гулких помещений с большим уровнем шума, полезно подавить низкие частоты, что мало сказывается на передаваемой информации, но позволяет избежать еще большего повышения уровня шума. Подавление высоких частот может быть, напротив, полезно при озвучении открытого пространства. Но при излишнем уровне высоких частот слушатель обращает внимание на громкоговорители, так как звучание шипящих согласных приобретает неприятный характер.

### Музикальные залы

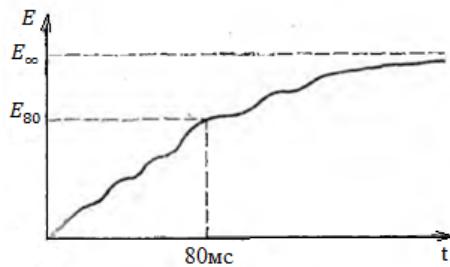
**Прозрачность звучания музыки.** Прозрачность звучания музыки была тщательно исследована Абдель Алимом [3]. Он показал, что нет необходимости вводить разграничение между временной и регистровой прозрачностями. Обе они в равной мере определяются индексом прозрачности.

$$C_{80} = 10 \lg \left[ \frac{\int_0^{80ms} p^2(t) dt}{\int_{80ms}^{\infty} p^2(t) dt} \right] \quad (2)$$

где индекс  $C_{80}$  дан в децибелах.

На рис.1 проиллюстрирован график типичного процесса установления звука в помещении, по которому возможно определить параметр  $C_{80}$  по зависимости от времени суммарной энергии  $E = \int_0^t p^2(t') dt'$ . Заметим, что для речевых помещений определяется аналогичный параметр, в котором время интегрирования ранних отражений составляет 50мс, и именуемый индексом четкости  $C_{50}$ . При определении параметра  $C_{80}$ , так же как и в случае

индекса четкости  $C_{50}$ , не учитываются направления прихода отражений в связи с чем для измерений  $p^2(t)$  можно пользоваться ненаправленным микрофоном.



**Рис.1. Процесс установления звуковой энергии в помещении:**  $E_\infty$  - значение энергии в установившемся режиме;  $E_{80}$  - значение энергии через 80мс после включения источника.

Индекс прозрачности зависит от характера музыкального произведения, но практически в любом концертном зале необходимо чтобы индекс прозрачности (так же как и индекс четкости) на всех слушательских местах был больше 0 дБ.

**Пространственное впечатление.** Кроме уровня громкости и прозрачности звучания весьма важную роль играет пространственное впечатление. Поскольку пространственное впечатление основывается на сознательном различении отраженного и прямого звука, то при выполнении объективных измерений необходимо учитывать направление прихода звука.

Методика объективной оценки пространственного впечатления была предложена Леманном [3] и основывается на следующем определении индекса пространственного впечатления:

$$R = 10 \lg \frac{\int_{25\text{мс}}^{\infty} p_K^2(t) dt - \int_{25\text{мс}}^{80\text{мс}} p_R^2(t) dt}{\int_0^{25\text{мс}} p_K^2(t) dt + \int_{25\text{мс}}^{80\text{мс}} p_R^2(t) dt} = \frac{(E_2 + E_3 + E_4 + E_N) - E_2}{(E_0 + E_1) + E_2} \quad (3)$$

где индекс R дан в децибелах.

Здесь  $p_K^2$  — квадрат звукового давления, измеренного микрофоном с круговой диаграммой направленности, а  $p_R^2$  — квадрат звукового давления, измеренного однонаправленным микрофоном, ориентированным на источник звука. В идеальном случае однородный микрофон должен иметь коэффициент направленности  $\gamma_M = 8,5$  и угол раскрытия диаграммы направленности  $40^\circ$ . Эти величины по возможности не должны зависеть от частоты.

**Тембральное окрашивание.** Каждое помещение вносит свою окраску в звучание (изменение спектра звука). На речевых сигналах стремятся «светлому» звучанию помещения, к отсутствию «бочки» для того, чтобы энергетически слабые начальные и конечные звуки, согласные и шипящие звуки были хорошо понятны. В музыкальных сигналах, наоборот, желательно некоторое подчеркивание низких частот, придающих звучанию «теплоту» [2].

При оценке влияния помещения на тембральную окраску звучания до сих пор ограничивались измерением частотной зависимости времени реверберации  $T(f)$ . Эта зависимость должна быть горизонтальной вплоть до частоты примерно 250 Гц, начиная с

которой время реверберации должно возрастать к области низких частот, увеличиваясь до двукратного значения на частоте 31,5 Гц в концертных залах и до полуторакратного (или оставаясь неизменным) в залах, предназначенных для усиления речи.

Система звукоусиления должна быть спроектирована так, чтобы ее параметры наилучшим образом согласовывались с окраской звучания, вносимой помещением. Проявляющееся уже на первых отражениях окрашивание должно сохранять свой характер до полного замирания реверберационного звука. Любое окрашивание, которое привносится системой звукоусиления, воспринимается слушателями как «новый» мешающий сигнал. Искажения тембра звучания в системах звукоусиления зависят от типа применяемых микрофонов и их расстановки [1].

### **Выводы**

Качество звучания, в основном, формируется такими признаками как уровень громкости, разборчивость или прозрачность и пространственное впечатление. Значения этих параметров не должны выходить за пределы субъективно установленных ограничений, хотя различия в пределах рекомендуемой области являются в значительной мере вопросом личной оценки.

Измерения указанных характеристик, выполненные с помощью макета искусственной головы, позволяют определить различие моноуральных и бинауральных оценок качества звучания.

Наличие системы электроакустического усиления в зале вносит корректиды в восприятие слушателями звуковой программы. Измерения объективных параметров бинаурального приема звука, выполненные для одного и двух источников, дают возможность оценить влияние двухканальной системы озвучивания на изменения качества звучания.

### **Литература**

1. Алдошина И.А., Приттс Р. Музыкальная акустика. – С.-П.: Композитор, 2006 – 675с.
2. Дідковський В.С., Луньова С.А., Богданов О.В. Архітектурна акустика. –НТУУ КПІ «Політехніка», 2012 – 384с.
3. Анерт В., Райхардт В. Основы техники звукоусиления. - М.: Радио и связь, 1984.-304 с.

**Рекомендовано к публикации:** к.т.н., доц. Лунева С.А.

НТУУ «КПІ», Факультет электроники, кафедра ААЭ, Киев, Украина

УДК 534.2

## АНАЛІЗ МОНО- ТА БІНАСПРИЙНЯТТЯ МУЗИКАНТІВ У ЛУНКОМУ ЗАЛІ

М.В. Вдовенко, О.І. Яшник

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail:moonrunner@list.ru

**В даній роботі було виконано дослідження та проведено аналіз бінаурального сприйняття. Для даного аналізу використовувався струнний інструмент із сімейства смичкових – скрипка. Також, було порівняно деякі отримані оціночні характеристики зі значеннями крос-кореляційної функції, що розраховувалася за вимірюваннями, проведеними у відповідних місцях.**

**This article is about the research and analysis of binaural perception. For this analysis was used string instrument from the family bow – violin was used. There were relatively few estimates obtained characteristics values of cross-correlation functions were calculated using measurements conducted in the appropriate places.**

**Ключові слова:** моноуральне сприйняття, бінауральне сприйняття, бінауральний запис, крос-кореляційна функція, суб'єктивні параметри звучання, психоакустика.

**Key words:** moral perception, binaural perception, binaural recording, cross-correlation function, subjective parameters of sound, psychoacoustics.

### Вступ

В сучасній акустиці є популярним вивчення саме бінаурального сприйняття. Проте не достатньо дослідженім є вплив бінаурального сприйняття на людину. Ми спробували пояснити ступінь впливу саме бінаурального сприйняття якості звучання на прикладі скрипкового звуку, який за своїми характеристиками наближається до жіночого голосу. Жіночий голос, як і скрипковий звук, неоднозначно локалізується в просторі, головним чином, через високочастотний діапазон і характерний тембр звучання.[1]

Бінауральне сприйняття було порівняне з моноуральним шляхом закриття слухового проходу. Експеримент проводився у амфітеатрі, час реверберації у якому рівний 1,5-1,8с, досліджувалося чотири точки приміщення: центральне і бокове близжні розміщення та центральне і бокове дальні розміщення. Брали участь 5 професійних музикантів.

Суб'єктивно, якість звучання визначається сукупністю відчуттів, які, на підставі законів психоакустики, повинні представляти собою статистично незалежні ознаки якості. Сприйняття аналізувалося через 7 параметрів: ширина звукової панорами, об'ємність звучання, прозорість та чіткість звучання, природність та багатство тембуру, звучання басових звуків, помітність шумів і завад та загальне сприйняття. Загалом існує близько 50 параметрів оцінки музичного звучання, але було обрано основні з них.[1]

### Умови проведення експерименту

Для оцінки якості звучання проводять експертизу, в ході якої експерти оцінюють звучання в балах по вказаним показниками. Загальна якість звучання  $Q$  визначають на основі лінійної моделі:

$$Q = \sum_{i=1}^k w_i F_i \quad (1)$$

де  $F_i$  – кількість балів, що виставляється по конкретній озnaці та по обраній шкалі;

$w_i$  – вагові коефіцієнти, що визначають значущість відповідного незалежного ознаки відчуття.[2]

Рекомендовані наступні вагові фактори для музикантів.

Таблиця 1

Параметри	Професійні музиканти
Ширина звукової панорами	0,13
Об'ємність звучання	0,14
Прозорість та чіткість звучання	0,2
Природність та багатство тембру	0,22
Звучання басових звуків	0,18
Помітність шумів та завад	0,12
Загальне сприйняття	0,01

Прослуховувався фрагмент музичного твору українського композитора Мирослава Скорика "Мелодія ля-мінор" з кінофільму "Високий перевал", виконаний в чотирьох октавах (в малій, першій, другій і третій), професійно скрипалькою в живу. Це умовно відповідає діапазону низьких (220 - 587,33Гц) і високих (329,63 - 1760Гц) частот.

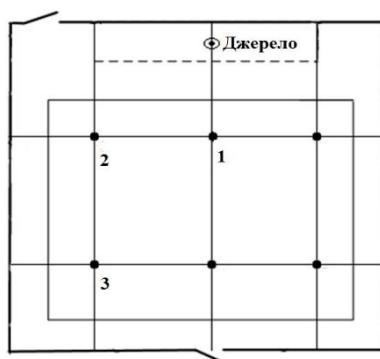


Рис.1 План лунного залу

### Результати експерименту

Порівняємо оціночні характеристики, отримані у великому залі зі значеннями крос-кореляційної функції, що була вирахувана за вимірюваннями, проведеними на відповідних місцях.

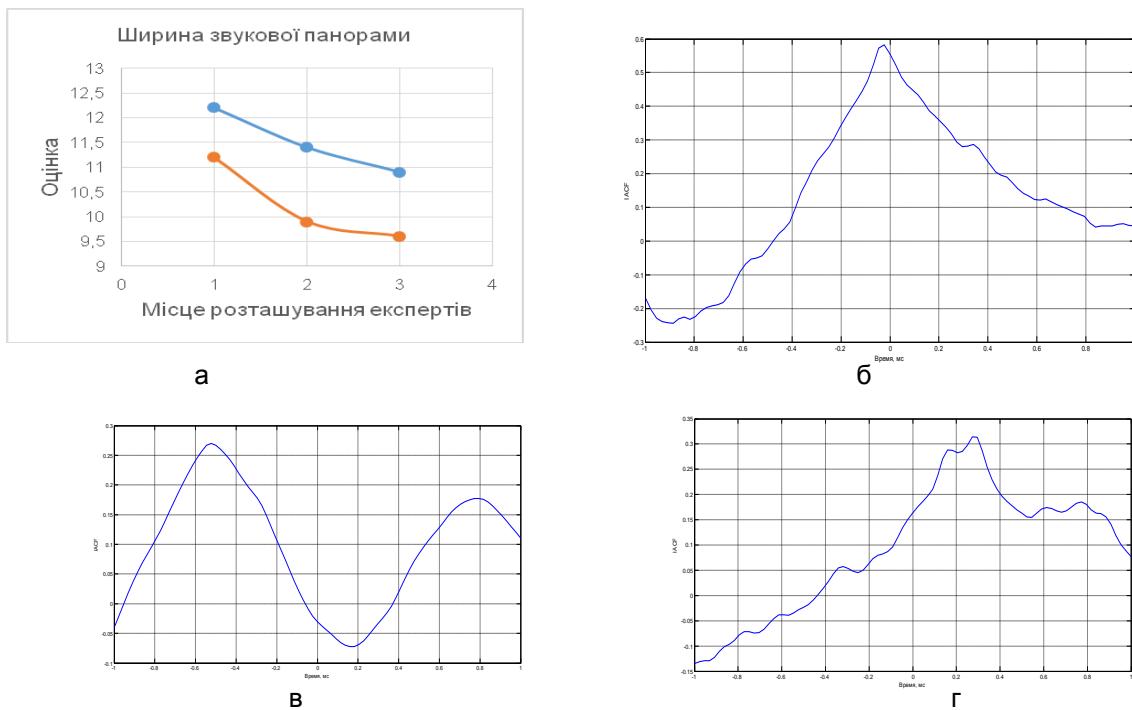


Рис. 2 а - ширина звукової панорами, б - крос-кореляційна функція в точці 1, в - крос-кореляційна функція в точці 2, г - крос-кореляційна функція в точці 3

За Шредером звукова панорама «ідеально» сприймається при коефіцієнті крос-кореляції рівному 0,3-0,4. Чим вище значення цього коефіцієнта, тим сильніше відчуття звуження ширини звукової панорами.

В центрі зали при близькому розміщенні значення коефіцієнта близько 0.6. Відчуття звукової панорами вже має звукуватися, проте звук одночасно сприймається обома вухами.

При близькому боковому розміщенні спостерігається розмитість, явно виникає окреме сприйняття двома вухами, погіршується локалізація джерела. (Значення коеф. 0,27)

В дальній зоні при боковому розміщенні сприйняття двома вухами зближується, затримка приходу звуку зменшується. (Значення коеф. 0,31)

Недостатньо ступінь бінаурального сприйняття характеризувати лише коефіцієнтом міжвушної кореляції, необхідно звертати увагу і на вид самої функції. Для цього випадку з урахуванням коефіцієнтів, ширина панорами мала би виглядати навпаки. Це пов'язано звісно з особливостями інструменту, навичкам скрипаля, з тим, що експеримент з бінауральним записом проводився за допомогою схлопування кульок (а у нас інструмент).

Більш конкретно ширину звукової панорами визначають при наявності двох джерел звуку, однак, експериментальні дані, отримані для одного інструменту, що відповідає суб'єктивному враженню на сольному концерті чи при виступі одного актора (диктора, доповідача).

**Об'ємність звучання** – на близьких місцях, різниця не суттєва. З відходженням від центру різниця зростає. Важко пов'язати з крос-кореляційною функцією.

*Прозорість та чіткість звучання* показники біна- та моно- сприйняття зближуються, коли розходитьсь в часі прихід на різні вуха. У непідготованого слухача цей показник часто вище при моноуральному сприйнятті.

*Природність та багатство тембру.* Найменша різниця сприйняття по центру. Проте, при ситуації окремого сприйняття звуку на вухах оцінка тембру при бінауральному сприйнятті різко виростає. Хоча в центрі та далеко збоку моно- сприйняття, хоч і незначно, але вище.

*Звучання басових звуків* при переміщенні по залу суттєвих змін в різниці між моно- та біна- сприйняттям не спостерігається. Найменша різниця в дальньому куті залу.

*Помітність шуму та завад* в бічній близькій зоні, де спостерігається відмінність приходу звуку на різні вуха, різниця між біна- та моно- сприйняттям найбільша. При бінауральному сприйнятті шуми помітно менше.

*Загальне сприйняття* різко падає при моноуральному сприйнятті в близькій бічній зоні.[4]

### Висновки

- Оцінки якості звучання загалом вищі при бінауральному сприйнятті, тобто біна- сприйняття для людини є більш комфортним та приємним.
- Найбільше від сприйняття залежить об'ємність звучання, а саме оцінки вище при бінауральному сприйнятті.
- Прозорість та чіткість звучання не залежать моно- чи біна- сприйняття.
- Коєфіцієнти крос-кореляційної функції впливають несуттєво на якість звуку. Вплив має лише вид функції.
- Найкращі місця для сприйняття звуку в залі знаходяться по центру, подалі від джерела.
- Тема потребує подальшого вивчення.

### Література

1. Красильников В.А., Крылов В.В. Введение в физическую акустику. М., 1984.
2. Электроакустика и звуковое вещание / под ред. Ю.А. Ковалгин. – М.: Горячая линия – Телеком, Радио и связь, 2007. – 872с.
3. ISO 3382-1 Acoustics -- Measurement of room acoustic parameters -- Part 1: Performance spaces, 2010.
4. Вдовенко М.В. Бінауральне сприйняття скрипкового звуку / М.В. Вдовенко, С.А. Луньва // Електроніка 2014. Міжнародна конференція молодих вчених: збірник статей. - К. 2014
5. Лозенко А.А. Исследование пространственного звукового восприятия на основе бінауральних характеристик слуха / А.А. Лозенко, С.А. Луньова // Електроніка 2013. Міжнародна конференція молодих вчених: збірник статей. - К. 2013

**Рекомендувала до публікації:** к.т.н., доц. Луньова С.А.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 534.75

## АКУСТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ЛИНЕЙНОЙ РЕШЕТКИ ПЬЕЗОЭЛЕМЕНТОВ ДЛЯ ВОЗДЕЙСТВИЯ НА УЛИТКУ ВНУТРЕННЕГО УХА

Д.А. Ляшко

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: dashulyazt@gmail.com

В данной статье проведены расчеты геометрических размеров и акустического поля для цилиндрического волнового фронта создаваемого линейной решеткой пьезоэлементов. Определены параметры локального воздействия сфокусированного ультразвукового пучка на слуховую систему человека.

This paper calculated the dimensions and acoustic field to a cylindrical wave front generated linear array of piezoelectric elements. The parameters of the local impact of the focused ultrasound beam on the human auditory system.

**Ключові слова:** лінійна решітка, сфокусований ультразвук, слухова система.

**Key words:** linear array, focused ultrasound, auditory system.

### Введение

Последнее время для восстановления слуха широко используется кохлеарная имплантация, когда электрод вживляется непосредственно в улитку внутреннего уха человека и с помощью электрической стимуляции нервных окончаний вызывают у человека слуховые ощущения. Перед кохлеарной имплантацией необходимо убедиться в том, что нервные окончания способны передавать слуховые импульсы в кору головного мозга. Одним из способов такой проверки является локальное воздействие на участки улитки с помощью ультразвуковой фокусирующей системы.

Структуры внутреннего уха находятся внутри целой системы пространств и каналов костного лабиринта. Макроскопически эти каналы и пространства разделены на три отдела: преддверие, улитку и полукружные каналы. Улитка человека длиной около 35 мм имеет форму конусообразной спирали с  $2\frac{3}{4}$  завитками. Расширенная у основания, где диаметр ее составляет около 9 мм, она постепенно суживается в направлении к верхушке. Высота ее равна приблизительно 5 мм. Сердцевиной этого конуса является стержень, образующий ось спирали [1].

Наиболее удачный путь воздействия на ушной лабиринт является кратчайшее расстояние и с наименьшими потерями в тканях. Благоприятные условия возникают при направление акустической оси излучателя ультразвуковых колебаний через ушной лабиринт из специальной проекционной точки, расположенной на коже спереди от ушной раковины. Наилучшими на сегодня можно считать условия, создающиеся при использование фокусированного ультразвука. При этом акустическая ось ультразвукового фокусирующего излучателя также проходит через проекционную точку на коже, а фокус – центр фокальной

области излучателя – направляют в ушной лабиринт. Улитковая часть ушного лабиринта находится на глубине  $35 \pm 5$  мм от указанной проекционной точки. [2]

#### Расчет общей ширины и шаг линейной решетки пьезоэлементов

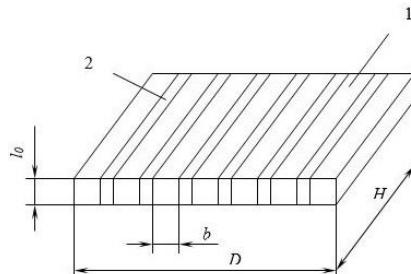


Рис. 1 Модуль линейной сканирующей коммутируемой решетки пьезоэлементов: 1 – пьезоэлемент, 2 – звукоизоляция.

Ширина линейной решетки должна быть не меньше, чем высота улитки., которая равна 5 мм. Практически ширина элемента  $b$  определяется из условия отсутствия возбуждения побочных мод колебаний и на основании работы [3] это условие имеет вид:

$$\frac{b_{ak}}{l_0} < 0.7 \text{ или } \frac{b_{ak}}{l_0} > 2 \quad (1)$$

где  $l_0 = \frac{\lambda_{n/3}}{2}$  – толщина пьезоэлемента.

Воспользуемся условием уравнения(1). Откуда  $b_{ak} < 0,7 \cdot l_0$ . Как будет показано ниже:

$l_0 = 0,48\text{мм}$ . Следовательно:  $b_{ak} < 0,7 \cdot 0,48 = 0,34 \text{ мм}$ . Выберем:  $b_{ak} = 0,3 \text{ мм}$ .

#### Расчет фокусных расстояний

Зададим исходные данные для расчета: границы глубины зондирования  $r_{min} = 30\text{мм}$ ,  $r_{max} = 40 \text{ мм}$ ; частота ультразвуковых колебаний  $f_0 = 3 \text{ МГц}$ ; средняя скорость распространения ультразвуковой волны в мягких тканях  $c = 1540 \text{ м/с}$ ; ширина решетки пьезоэлементов  $H = 9 \text{ мм}$ ; поперечная разрешающая способность в фокальной плоскости  $X_{0.707} = 0,6 \text{ мм}$ , что обеспечивает локальное воздействие на улитку.

1. Определим отношение  $r_f / D$  по формуле [4]:

$$2x_{0.707} = 0.89 \cdot \lambda \cdot (r_f / D) \quad (2)$$

где  $2x_{0.707}$  - поперечная разрешающая способность.

2. Выберем моменты пересечения фокусных расстояний и апертур таким образом, чтобы интенсивность на границах зоны составляла 0,5 от интенсивности в центре. При этом размер пучка на границах будет в 2 раза больше, чем в центре, так как мощность в пучке остается неизменной.

Протяженность фокальной зоны на уровне 0,707 по уровню определяется по формуле [4]:

$$2 \Delta z_0 = 6.9 \cdot \lambda \cdot \left(r_f/D\right)^2 \quad (3)$$

3. Определим количество фокусирующих зон:

$$n = \frac{r_{\max} - r_{\min}}{2 \Delta z_0} \quad (4)$$

4. Находим в первом приближении значения фокусных расстояний ( $r_f$ ), смещение акустического фокуса от геометрического ( $z_{0a}$ ), значения апертур ( $D$ ) и коэффициентов усиления по давлению ( $K_p$ ) по формулам (5-8) [4]:

$$r_{f_n} = r_{\max} - \Delta z_0; D_n = \frac{r_{f_n} \cdot D}{r_f}; Kp_n = \frac{D}{\sqrt{\lambda \cdot r_f}}; z_{0an} = \frac{9.1 \cdot r_f}{(Kp_n)^4}; \quad (5-8)$$

5. Оставив границы фокальных зон неизмененными и смещаая геометрический фокус в каждой зоне в направлении от преобразователя на  $z_{0a}$  так, чтобы распределение давления было симметрично относительно акустического фокуса, находим уточненные значения фокусных расстояний и апертур, при этом изменением  $K_p$  можно пренебречь:  $r_{f_1} = 31,73 \text{ мм}$ ;

$$D_1 = 25,43 \text{ мм}; r_{f_2} = 37,249 \text{ мм}; D_2 = 29,85 \text{ мм}$$

6. Проверим выполнение условия применимости формул для фокусирующей системы конечной высоты  $H$ :

$$\frac{H}{2 \cdot \sqrt{\lambda \cdot r_f}} < 1.5 \quad (9)$$

В нашем случае условие выполняется, следовательно, для расчета реальных фокусирующих систем можно использовать бесконечный цилиндрический фронт.

#### Построение фокальных зон линейной матрицы плоских пьезоэлементов

Мы рассматриваем случай, когда амплитудное распределение по поверхности элемента ( $A_j=2P_0/\lambda$ ) [4]:

$$P = e^{i\omega_0 t} A_j \sum_{j=1}^{nN} e^{(-i\omega_0 t_{3j} - \beta\omega_0 (t-t_{3j}))} \int_{-t/2}^{t/2} dx \cdot \int_0^{H/2} \frac{e^{-ikR_j}}{R_j} \cdot e^{\beta kR_j} \cdot \delta(t-t_{3j} - R_j/c) dy \quad (10)$$

Здесь:

$R_j = \sqrt{(x_h - (x_j + x))^2 + y^2 + z_h^2}$  координаты точки наблюдения ( $x_h, y_h=0, z_h$ ), где  $x_j$ -координата середины  $j$ -го элемента,  $x_j = T \cdot (2j - N \cdot n - 1)/2$ ,  $t_{3j} = \frac{1}{c}(\sqrt{x^2 N + r_f^2} - \sqrt{x_j^2 + r_f^2})$  задержка по времени, вводимая в  $j$ -тый элемент,  $f$ -фокусное расстояние;  $\delta(t)$ -функция включения;  $\beta = \alpha/\omega_0$ , где  $\alpha$  – коэффициент затухания;  $x_N$ -координата середины крайней

группы элементов и равно  $x_N = \frac{N-1}{2} \cdot nT$  (крайний справа);  $x_N = \frac{2J - N - 1}{2} \cdot nT$  – координата

середины J группы, где  $J = \left[ \frac{j-1}{n} \right] + 1$  – номер группы ( $J=1$  – для крайней левой группы).

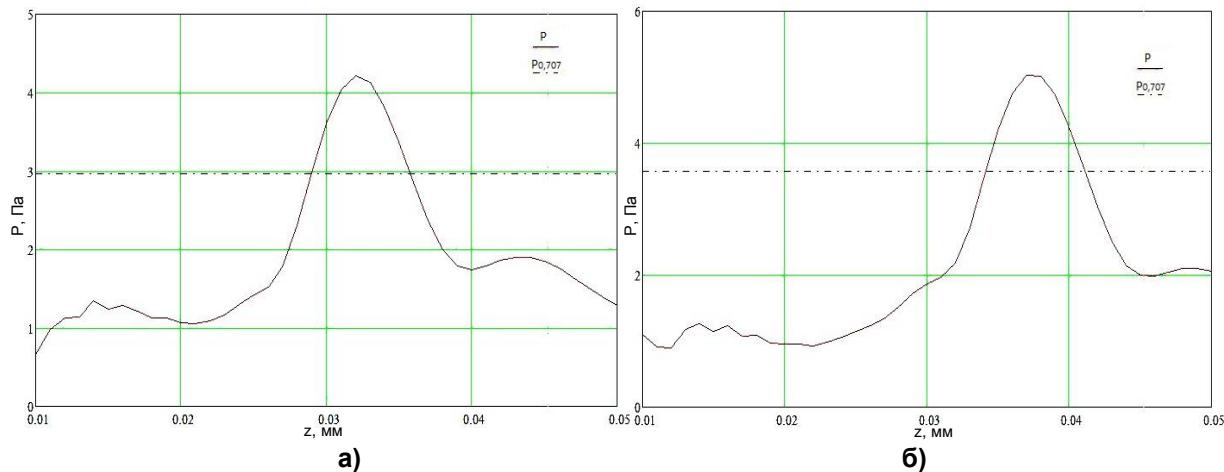


Рис. 3. Протяжність першої (а) і другої (б) фокальній зони

### Выводы

В данной работе произведён расчёт всех геометрических размеров (ширины, толщины, шага решётки), выбраны размеры решётки с возможностью динамической фокусировки на слуховую систему человека. По формулам для непрерывного цилиндрического волнового фронта рассчитаны протяженность фокальных зон, при заданной ширине (поперечной разрешающей способности), коэффициент усиления, сдвиг акустического фокуса от геометрического. С помощью формулы Кирхгофа все расчёты проверены с учётом дискретности решётки пьезоэлементов. Получено распределение акустического давления линейной решётки пьезоэлементов вдоль её оси. Таким образом, в акустической системе для локального воздействия на улитку внутреннего уха человека, используют 2 фокальные зоны, протяженностью 6 мм, шириной 0,6 мм. Что позволяет реализовать поставленную задачу.

### Литература

- Гельфанд С.А. Слух: введение в психологическую и физиологическую акустику. - М.: Медицина, 1984. – 352 с.
- Розенблюм А.С., Цирюльников Е.М. Новые методы диагностики нарушений слуха. – Л.: Ленинградский восстановительный центр ВОГ, 1986.- 50 с.
- Домаркас В. И. Ультразвуковая эхоскопия / В. И. Домаркас, Э. Л. Пилецкас. – Л.: Машиностроение, 1988.- 276 с.
- Дідковський В.С., Найда С.А. П'єзоелектричні перетворювачі медичних ультразвукових сканерів.-К.: Видавничий центр «Просвіта», 1999. – 78 с.

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

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ААЭ, Киев, Украина

## ТРАНСЛЯЦІЯ ЗВУКУ ПАРАМЕТРИЧНОЮ АНТЕНОЮ

Ю.О. Митяй, Д.В. Мазніченко

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: y.mytiai-2017@kpi.ua

**В статті розглянуто питання високоспрямованої передачі звуку параметричною антеною.** Представлені результати експериментальних досліджень трансформації ультразвуку в звук, а самедіаграми спрямованості ультразвукового випромінювача та параметричної антени різницевих частотах, амплітудно-частотна характеристика ультразвукового випромінювача та параметричної антени. Приведена порівняльна оцінка трансляції звуку традиційною акустичною системою та параметричним передавачем.

**In this paper we considered the highly directional audio transmission by parametric antenna.** The results of experimental studies of transformation ultrasound into the audible sound, such as radiation pattern of ultrasound emitter and parametric antenna at difference frequencies, magnitude response of ultrasound emitter and parametric antenna were given. Also, comparative evaluation of traditional broadcast sound speaker system and parametric transmitter was given.

**Ключові слова:** ультразвуковий випромінювач, параметрична звукова антена, амплітудна модуляція.

**Key words:** ultrasound emitter, parametric audio transmission antenna, amplitude modulation.

### Вступ

Властивість параметричної трансформації ультразвукових хвиль в звукові вперше була розглянута теоретично в роботі [1]. В подальшому теорія нелінійної взаємодії акустичних хвиль була розвита та доповнена для задач спрямованого низькочастотного випромінювання в гідроакустіці, де для генерації звукової хвилі використовувались параметричні випромінювачі. Висока спрямована дія та практична відсутність бокового випромінювання на низьких частотах визначила широке впровадження параметричних антен в гідроакустичних пристроях.

Параметричний ефект в повітрі почали використовувати з розвитком аудіо та медіа технологій. Перші важливі дослідження по використанню параметричного ефекту в повітряній акустиці з'явились у 1975 р. після публікації статті «Параметрична матриця в повітрі» [2].

В процесі розробки параметричних випромінювачів виникає ряд проблем, які потребують вирішення. До них відноситься: вибір виду модуляції сигналу випромінювача, зменшення нелінійних спотворень вторинних звукових хвиль, розширення смуги частот характеристики випромінювача, оптимізація алгоритму попередньої обробки аудіо сигналу та ін.

Результати отримані в роботі [3] показали, що використання первинного сигналу з амплітудною модуляцією та подавленням однієї бічної смугидає менші нелінійні спотворення звукової хвилі в порівнянні зі звичайною амплітудною модуляцією. Однак недосконалість ультразвукового випромінювача не дає впевненості в отриманих результатах. Метою даної роботи є перевірка результатів отриманих раніше [3] та проведення суб'єктивного оцінювання якості трансляції мовних сигналів параметричною антеною. Крім дослідження амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) та діаграми спрямованості (ДС) параметричної антени, в роботі представлена суб'єктивна порівняльна оцінка трансляції звуку традиційною акустичною системою та параметричним передавачем.

### **Алгоритм параметричної антени та формування модульованої хвилі**

Суть параметричної трансформації полягає у нелінійній взаємодії високочастотних хвиль великої інтенсивності (первинних хвиль, або хвиль накачки) у середовищі з нелінійними властивостями, які приводять до виникнення слабких ударних хвиль. Ударні хвилі виникають вздовж напрямку розповсюдження ультразвукових хвиль та приводять до створення безтілесних джерел випромінювання різницею частоти. Така випромінююча система – параметрична антена, генерує вторинні акустичні хвилі у тілесному куті заданому характеристикою спрямованості ультразвукового випромінювача. Проте, інтенсивність вторинних хвиль суттєво менша від інтенсивності хвиль накачки.

Математична модель параметричного ефекту в повітрі базується на нелінійному рівнянні Вестервальта, одним з наближених рішень якого є рішення, запропоноване Берктаєм для амплітудно-модульованого сигналу  $p_n(t) = p_n(1 + mE(t))\sin(\omega_n t)$ :

$$p_c(t) = \frac{\beta p_n^2 S}{16\pi\rho_0 c_0^4 z \alpha} \frac{\partial^2}{\partial t^2} (E^2(t)), \quad (1)$$

де  $p_n$  – тиск хвилі накачки;  $m$  – коефіцієнт модуляції;  $\omega_n$  – частота хвилі накачки;  $\beta$  – параметр не лінійності середовища;  $\rho_0$  – густина середовища;  $c_0$  – швидкість звуку в середовищі;  $\alpha$  – коефіцієнт загасання хвиль в середовищі;  $S$  – площа апертури антени;  $z$  – відстань по аксіальній координаті (вздовж акустичної віси ультразвукового випромінювача);  $E(t)$  – низькочастотний сигнал.

Як зазначалось в [3], найкращим видом модуляції з точки зору ефективності випромінювання та зменшення нелінійних спотворень є одно смугова амплітудна модуляція з подавленням верхньої бічної смуги.

### **Характеристики параметричної антени**

В якості випромінювача ультразвукової хвилі накачки була використана матриця із 76 малогабаритних ультразвукових випромінювачів з робочою частотою резонансу 40 кГц. ДС на частоті 40 кГц та АЧХ ультразвукового випромінювача зображені на рис. 1 та рис. 2 відповідно.

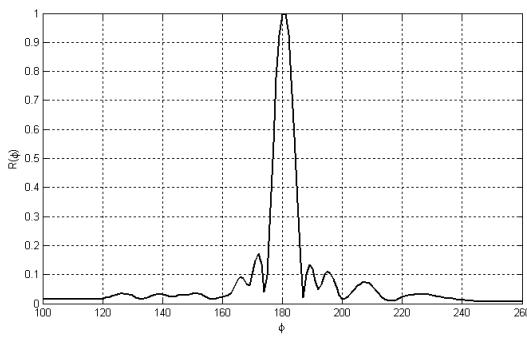


Рис. 1. ДС ультразвукового випромінювача

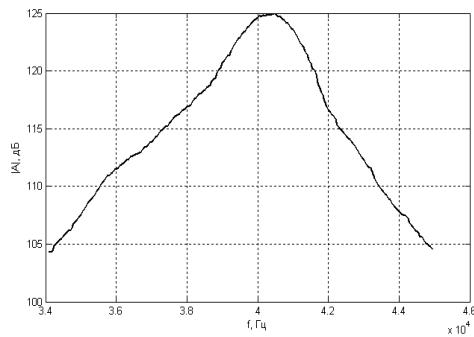


Рис. 2. АЧХ ультразвукового випромінювача

Як видно з вище наведених рисунків, ефективний розкрив ХС ультразвукового випромінювача (по рівню 0,707) складає близько  $8^\circ$ , а робоча резонансна частота становить 40.4 кГц.

Рівень звукового тиску на резонансній частоті на відстані 1м, що створюється ультразвуковим випромінювачем, складає 125 дБ. Вимірювання характеристик параметричної антени, а саме ДС на звукових частотах та залежність рівня звукового тиску вторинної хвилі від частоти проводилися в імпульсному режимі випромінювання на відстані 1м від площини випромінювача. Результати проведених вимірювань зображені на рис.3 та рис. 4 відповідно.

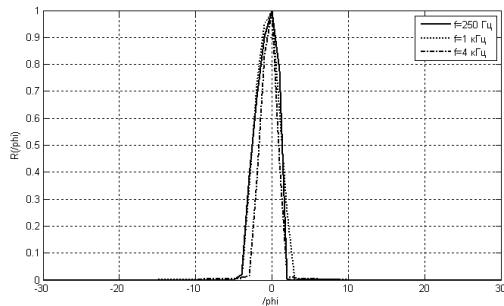


Рис. 3. ДС на звукових частотах

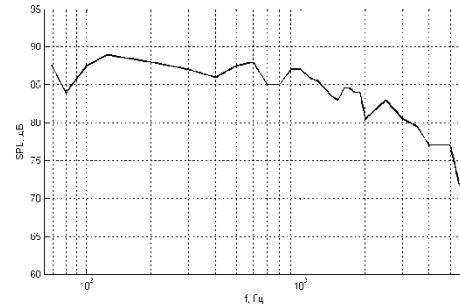


Рис. 4. Залежність рівня звукового тиску від частоти

Як видно з рис. 3 ДС параметричної антени майже не залежить від частоти. Ефективний кут розкриву ДС (по рівню 0,707) складає близько  $6-8^\circ$ , що фактично співпадає з кутом розкриву ДС ультразвукового випромінювача на частоті 40 кГц.

Приймаючи до уваги величину максимально допустимої нерівномірність АЧХ акустичних систем (до 12 дБ для акустичних систем класу Hi-Fi) визначаємо частотний діапазон параметричної антени як 100-4000 Гц. Такий частотний діапазон дозволяє транслювати мовні сигнали без суттєвої втрати якості, оскільки основна частина спектральної потужності мовних сигналів знаходиться в діапазоні частот 150-3000 Гц.

#### Суб'єктивна оцінка якості трансляції мовних сигналів параметричною антеною

Для проведення суб'єктивної оцінки якості відтворення мовних сигналів параметричною антеною було запрошено 6 слухачів. Експеримент проводився в лабораторії 220 кафедри А та

АЕ, що являє собою заглушену камеру. В якості тестових сигналів використовувалися сигнали мови чотирьох жінок та чотирьох чоловіків, що начитували тексти інформаційного характеру. Для порівняння дані тестові сигнали також відтворювалися на активній акустичній системі Radiotechnika 35AC-013. Різниця в частотних діапазонах випромінювачів була компенсована за рахунок вимкнення високочастотного випромінювача акустичної системи Radiotechnika 35AC-013.

Усереднена суб'єктивна оцінка якості відтворення мовних сигналів для акустичної системи Radiotechnika 35AC-013 склала 3.77 з 5, а для параметричної антени 4.25 з 5. Такі результати дають змогу стверджувати, що для трансляції мовних програм за допомогою параметричної антени проводити додаткову попередню обробку сигналу не є необхідним.

Варто сказати про деякі особливі суб'єктивні відчуття під час прослуховування програми за допомогою параметричної антени. Всі особи, які брали участь в оцінці відмітили ефект присутності джерела звуку безпосередньо біля голови слухача, схожий на ефект прослуховування акустичних програм в навушниках. Також при прослуховуванні програми за допомогою параметричної антени в приміщенні без спеціальної акустичної обробки поверхонь майже відсутня дифузна складова акустичного поля, що також проявляється в особливому суб'єктивному відчутті.

### **Висновки**

1. Ефективний кут розкриву ДС параметричної антени на всіх частотах звукового діапазону майже співпадає з ефективним кутом розкриву ДС ультразвукового випромінювача на частоті накачки 40 кГц та складає  $6-8^{\circ}$ .
2. АЧХ побудованої параметричної антени дозволяє транслювати мовні сигнали без суттєвих спотворень. Частотний діапазон становить 100-4000 Гц.
3. Суб'єктивна оцінка якості відтворення мовних сигналів параметричною антеною склала 4,25 із 5, що є добрим результатом в порівнянні з традиційними акустичними системами.
4. В подальшому планується провести об'єктивне оцінювання якості відтворення мовних сигналів параметричною антеною, а також об'єктивні та суб'єктивні оцінювання якості відтворення музичних програм та створення алгоритму попередньої обробки з метою зменшення нелінійних спотворень.

### **Література**

1. Westervelt P.J. Parametric acoustic array//JASA. – 1963. - v. 35. - p. 539-546.
2. Bennet M., Blackstock D. Parametric array in air//JASA. – 1975. – v. 57. – p. 562-568.
3. Козерук С.О., Мазніченко Д.В., Митяй Ю.О. Дослідження параметричної трансформації ультразвуку в звук – Системи обробки інформації: збірник наукових праць. – Х.: ХУПС ім. Івана Кожедуба, 2015. – Вип.10 (135). – ст. 21-25

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Козерук С.О.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

## НИЗЬКОЧАСТОТНИЙ МЕХАНІЗМ ПЕРЕДАЧІ ЗВУКОВОГО СИГНАЛУ ОТОАКУСТИЧНОЇ ЕМІСІЇ

К.С. Замша

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: Sunylife@bigmir.net.com

**Обговорюються можливі шляхи зворотної передачі сигналу отоакустичної емісії із завитки внутрішнього вуха у канал зовнішнього вуха. На основі енергетичних втрат при проходженні звуку витікає висновок про можливість передачі сигналу отоакустичної емісії круглим вікном завитки на низьких частотах.**

**The possible ways to reverse the signal otoacoustic emissions with cochlear inner ear to the canal of outer ear. Based on the energy loss during the passing of sound follows the conclusion about the possibility of passing otoacoustic emissions signal from round window of cochlear at low frequencies.**

**Ключові слова:** отоакустична емісія, зовнішнє вухо, внутрішнє вухо, енергетичні втрати.

**Key words:** otoacoustic emission, outer ear, inner ear, energy loss.

### Вступ

Феномен отоакустичної емісії (ОАЕ) як відповіді спухового апарату на зовнішній звуковий вплив вперше описаний Кемпом наприкінці минулого століття, але і до цього часу залишається предметом дослідження та обговорення як фізіологів та акустиків, так і медиків.

Сучасне пояснення ефекту отоакустичної емісії базується на виявленому факті здібності ЗВК до височастотних скорочень під впливом електричного поля [1]. Найбільш поширенна модель генерації відповідного сигналу у завитці зводиться до наступного. Зовнішні волоскові клітини, що розташовані у 3-4 ряди на базиллярній мембрani, своїми виростами (стереоциліями) контактиують з покровною мембрanoю. Під дією прямої бігучої хвилі у завитці виникає поперечне зміщення базиллярної мембрani, яке призводить до зміщення ЗВК відносно покровної мембрani. За прийнятою моделлю, зусилля, які створюються ЗВК, призводять до зсуvinих зміщень базиллярної мембрani відносно покровної мембрani, що супроводжується поперечними коливаннями базиллярної мембрani [2].

Зауважимо, що така модель ОАЕ до кінця не з'ясовує складний механізм процесу. Залишаються відкритими ряд принципових питань, а саме, якими ділянками базиллярної мембрani генерується звуковий сигнал (оскільки основні частотні компоненти затриманої ВОАЕ розташовані в діапазоні 0,5-4 кГц [3], а спонтанної – в межах 1.5-5 кГц [3]) та як частотна локалізація цих ділянок пов'язана зі спектральними складовими стимулу і т.д.

Але, не зважаючи на певні прогалини такої моделі, вона дозволяє пояснити механізм ОАЕ за допомогою відомого ефекту зворотного акустичного зв'язку. Сучасні описання процесів отоакустичної емісії, навіть у такий спрощений спосіб, стосуються тільки генерації сигналу і не

торкаються процесів передачі згенерованого звуку із завитки у зовнішнє вухо. Модель передачі звукових коливань рідини у завитці через систему звукових кісточок на барабану перетинку, запропонована ще Кемпом, з того часу не обговорювалася.

Слід звернути увагу на те, що, виходячи з будови внутрішнього вуха, передача коливань із завитки у середнє вухо може відбуватися як через овальне, так і через кругле вікно. Крім того, зважаючи на складний рух важільного механізму слухових кісточок, передача через нього звукових коливань у зворотному напрямі також викликає певні сумніви.

Отже, виникає потреба у детальному аналізі можливих шляхів передачі сигналу отоакустичної емісії із завитки через середнє вухо, що і є предметом обговорення даної статті.

### **Основна частина**

Метод дослідження базується на аналізі втрат звукової енергії при прямій передачі звуку у завитку внутрішнього вуха і зворотній – сигналу отоакустичної емісії у зовнішнє вухо.

В розрахунках обмежимося областю низьких частот (до резонансів в каналі зовнішнього вуха та барабанної перетинки і системи слухових кісточок), коли процес передачі звуку можна вважати частотно незалежним.

Розрахунок прямого шляху передачі звуку із зовнішнього вуха через барабанну перетинку, слухові кісточки та овальне вікно в завитку враховує наступні складові трансформації енергії: важільний механізм системи слухових кісточок, наявність акустичного трансформатора у вигляді порожнини середнього вуха з вхідним отвором, що дорівнює ефективній площині барабанної перетинки, та вихідним – із площею овального вікна, та втрати енергії при проходженні звуку у середовище барабанної перетинки і через мембрани овального вікна -у лімфатичну рідину завитки

Зауважимо, що оскільки в механічному та акустичному трансформаторі трансформується сила та коливальна швидкість, більш коректно говорити про зміни звукової енергії, ніж про зміни звукового тиску.

Енергія сигналу, що пройшов через межу розподілу двох середовищ, визначається через енергію падаючої хвилі, взяту з ваговим коефіцієнтом проходження по енергії ():

$$\tau = \frac{4\varepsilon}{(1+\varepsilon)^2}, \quad (1)$$

де  $\varepsilon = \rho_2 c_2 / \rho_1 c_1$  (  $\rho_1 c_1$  та  $\rho_2 c_2$  хвильові опори, відповідно, першого і другого середовища;

$\rho$  - густина середовища,  $c$  - швидкість середовища).

На зворотному шляху через овальне вікно і систему слухових кісточок енергія сигналу отоакустичної емісії має піддатися таким самим перетворенням, тільки у зворотному напрямі.

Для аналізу зворотного шляху через кругле вікно розглядаються дві моделі.

Перша – звукові коливання круглого вікна завитки передаються через порожнину середнього вуха на барабанну перетинку і, завдяки коливанням її вільної частини, не пов'язаної зі слуховими кісточками, - в канал зовнішнього вуха. При цьому вважаємо вільну частину барабанної перетинки ідеальною мембрanoю. В решті, враховуємо втрати енергії при переході

звуку з рідини в повітря через мембрани круглого вікна і коефіцієнт зниження акустичного трансформатора з вхідним отвором з площею круглого вікна і вихідним - з площею вільної частини барабанної перетинки, а далі - з площею перетину зовнішнього слухового каналу.

Друга, уточнююча, модель передбачає врахування товщини барабанної перетинки, яка представляється шаром середовища. Звукові коливання через кругле вікно проходять з рідини завитки у повітря порожнини середнього вуха, звідки через шар середовища барабанної перетинки - в зовнішній слуховий прохід, заповнений повітрям. Ця модель додатково до втрат енергії за першою моделлю враховує енергетичні втрати при передачі звуку через шар середовища.

Передача звукової енергії через шар середовища при нормальному падінні звукової хвилі відбувається з коефіцієнтом передачі:

$$t = 4 / [4 \cos^2(k_2 d) + (\rho_1 c_1 / \rho_2 c_2 + \rho_2 c_2 / \rho_1 c_1)^2 \sin^2 k_2 d], \quad (2)$$

де  $d$  - товщина шару;

$k_1$  та  $k_2$  - хвильові числа середовища та шару між ним;

$$k = \frac{2\pi f}{c}, \quad f \text{ - частота сигналу, } c \text{ - швидкість звуку у відповідному середовищі.}$$

Для тонкого шару з хвильовими розмірами  $kd \ll 1$ :

$$t = 4 / [4 + (\rho_1 c_1 / \rho_2 c_2 + \rho_2 c_2 / \rho_1 c_1)^2 k_2 d]. \quad (3)$$

Виконавши необхідні розрахунки, щодо втрат звукової енергії у прямому і зворотному напрямі, зробимо висновки про можливі шляхи передачі сигналу отоакустичної емісії.

### Результати та їх обговорення

Розрахунки втрат звукової енергії виконані на основі даних, що наводяться в роботах [1] з питань отоакустичної емісії. Автори цих робіт стверджують, що при посиленні звукового сигналу з рівнем 80 дБ відгук, тобто сигнал ОАЕ, складає 10 дБ.

Таким чином, втрати звукової енергії на проходження сигналу із зовнішнього вуха в завитку, формування відгуку та виходу відповідного сигналу в зовнішній слуховий прохід становлять 70 дБ.

Будемо виходити з того, що інтенсивність сигналу ОАЕ не перевищує інтенсивності звукових коливань, які досягли завитки (хоча в роботі [1] вказується на можливість такого перевищення, але ми вважаємо, що це явище більш характерне для резонансних ділянок частотної характеристики ОАЕ).

Оскільки при розрахунках за першою моделлю передачі звуку через кругле вікно ми одержали коефіцієнт зворотної передачі акустичної хвилі в завитці порядку 0,16, то при коефіцієнти проходження звуку через шар барабанної перетинки  $t = 0,16$ , одержимо  $I_3 = I_{OAE}$ , тобто згенерований у завитці зворотний сигнал буде дорівнювати вхідному сигналу у завитку.

Вважаємо цей випадок обмежувальним, і з цієї умови знаходимо граничну низьку частоту, до якої звукові коливання ОАЕ можуть розповсюджуватися через кругле вікно у зовнішнє вухо:

Якщо втрати звукової енергії у завитці залишаються на тому ж рівні, що і при передачі сигналу ОАЕ через овальне вікно ( $\eta_0 = 0,16$ ) необхідно, щоб через шар середовища барабанної перетинки звукові коливання проходили майже без втрат енергії (приймемо  $t = 0,9$ ). За таких умов сигнал ОАЕ може передаватися через кругле вікно до частоти приблизно 320 Гц.

Отже, що стосується механізму передачі звукових коливань із завитки через кругле вікно, то на низьких частотах він рівновірогідний з передачею звуку через овальне вікно, але можливість передачі сигналу ОАЕ тісно пов'язана із величиною та частотою генерованого у завитці сигналу, а також здатністю передачі коливання даної частоти через гелікотрему.

### Висновки

Запропонований метод дослідження можливих шляхів передачі зворотного сигналу отоакустичної емісії.

Метод базується на основі втрат звукової енергії при прямій передачі звуку у завитку внутрішнього вуха і зворотній - сигналу ОАЕ у зовнішнє вухо.

Обчислюються енергетичні втрати звукових коливань на прямому шляху акустичного сигналу із зовнішнього вуха, заповненого повітрям, через барабанну перетинку та механізм слухових кісточок у лімфатичну рідину внутрішнього вуха.

Виконаний розрахунок втрат звукової енергії сигналу, що передається із завитки внутрішнього вуха через кругле вікно та через порожнину середнього вуха і далі, завдяки коливання вільної частини барабанної перетинки, не пов'язаної зі слуховими кісточками, - у канал зовнішнього вуха, підтверджує можливість передачі сигналу ОАЕ (майже з таким самим коефіцієнтом передачі) через кругле вікно завитки. Верхня частота сигналу при цьому знаходиться в межах 320 Гц.

### Література

1. H. Fastl, E. Zwicker. Psycho-Acoustics. Fact and Models, Third Edition. - New-York: Springer-Verlag, 2006. -p.612.
2. Гельфанд А.С. Слух: введение в психологическую и физиологическую акустику.- М.: Медицина, 1984. - 364с.
3. Д.Ж.Фланаган. Анализ, синтез и восприятие речи. - М.: Связь, 1968.- 415с.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Луньова С.А.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 004.934

## ОБЪЕКТИВНОЕ И СУБЪЕКТИВНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ КАЧЕСТВА РЕЧЕВЫХ И МУЗЫКАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С ФАЗОВЫМИ ИСКАЖЕНИЯМИ

И. В. Котвицкий

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: igorktvzk@gmail.com

Известно, что для слуховой системы человека являются приемлемыми фазовые искажения музыкальных сигналов, если максимальная разница групповых времен задержки тракта в области высоких и низких частот не превышает 70 мс, а для речевых – 50 мс. Анализ объективных показателей качества сигналов в виде сегментного отношения сигнал-шум (SSNR) и логарифмически-спектральных искажений (LSD), барк-спектральных искажений (BSD) и перцептуальной оценки качества речи (PESQ) свидетельствует, что все рассмотренные показатели адекватно соответствуют степени фазовых искажений музыкального и речевого сигналов.

It is known that phase distortion of music signals are acceptable for human auditory system when the maximum difference of group delay times in the high and low frequencies is below 70 ms for musical signals an 50 ms for speech signals. Analysis of objective indicators of quality of signal in the form of a segment signal-to-noise ratio (SSNR), logspectral distortion (LSD), the bark spectral distortion (BSD) and perceptual evaluation of speech quality (PESQ) indicates that all these measures adequately respond to the degree of phase distortion of the music signal.

**Ключевые слова:** гребенка фильтров, фазовые искажения, качество речевого сигнала, качество музыкального сигнала, показатели качества.

**Key words:** filter bank, phase distortion, speech quality, music quality, quality indicators.

### Введение

Гребенки цифровых фильтров широко используются в системах записи и воспроизведения, кодирования и декодирования, в линиях связи, в системах коррекции слуха [1, 2]. Между тем, если нерекурсивные фильтры, образующие гребенку фильтров, имеют разный порядок, фазовая частотная характеристика (ФЧХ) такой гребенки является нелинейной [3], что может существенно сказаться на качестве выходных сигналов. В работах [4, 5] показано, что для слуховой системы человека приемлемыми являются фазовые искажения речевых и музыкальных сигналов, если максимальная разница групповых времен задержки тракта в области высоких (8-11 кГц) и низких (90-180 Гц) частот не превышает 50-70 мс. К сожалению, приведенные в [4, 5] субъективные оценки качества искаженных сигналов носили предварительный характер. Целью данной работы является уточнение этих оценок, а также построение карт соответствия между объективными и субъективными оценками качества речевых и музыкальных сигналов.

### Модель возникновения фазовых искажений сигнала

Модель возникновения фазовых искажений сигнала, основанная на использовании гребенки цифровых нерекурсивных фильтров, предложена в [3] и использована в [4, 5]. При этом в качестве меры нелинейности ФЧХ  $\Theta(f)$  гребенки использована максимальная разница  $\Delta T_{\max}$  значений группового времени задержки  $t(f) = -d\Theta(f)/[2\pi df]$ .

В данной работе, как и в [4, 5], рассмотрены две разновидности гребенок, а именно, с убывающей(ФЧХ1) и возрастающей (ФЧХ2) зависимостями  $t(f)$ . Оценивание качества сигналов производилось для значений  $\Delta T_{\max} \approx 30, 50, 70$  и  $90$  мс.

### Оценивание качества акустического сигнала

При оценивании качества речевых сигналов использованы фрагменты, протяженностью 1 минута каждый, речевых сигналов для 4-х дикторов-женщин и 4-х дикторов-мужчин, читающих русский текст по юридической тематике. Оценивание качества музыкальных сигналов производилось с использованием фрагментов, протяженностью 1 минута каждый, 4-х произведений жанра «классическая музыка» и 4-х произведений жанра «популярная музыка».

В субъективном оценивании участвовало 30 студентов и 2 преподавателя НТУУ «КПИ», оценивание качества сигналов производилось с использованием шкалы DMOS (DegradationMeanOpinionScore) [7].

При объективном оценивании использованы следующие меры качества: сегментное отношение сигнал-шум (Segmental Signal to Noise Ratio – SSNR), логарифмически-спектральные искажения (Logarithmic Spectral Distortion - LSD), барк-спектральные искажения (Bark Spectral Distortion – BSD) и перцептуальное качество речи (Perceptual Evaluation of Speech Quality - PESQ) [6]. Аналитическое описание этих показателей приведено в работах [4-6].

### Результаты оценивания качества речевых сигналов

Результаты субъективного оценивания представлены графиками рис. 1.

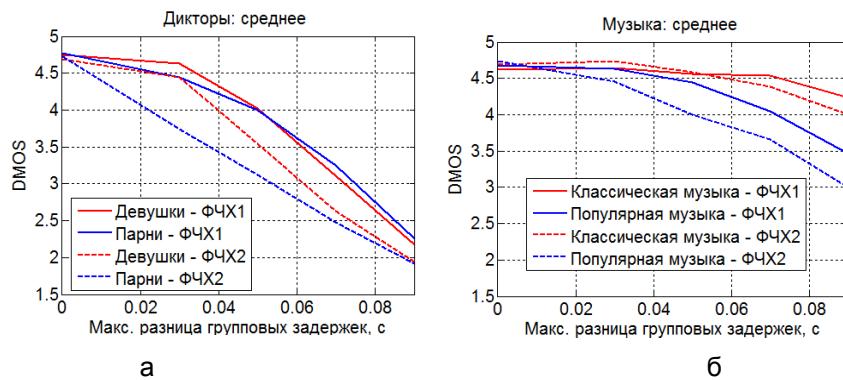


Рис. 1. Субъективные оценки качества речевых (а) и музыкальных (б) сигналов

Как следует из рис. 1, искажения музыкальных сигналов на слух воспринимаются слабее таковых для речевых сигналов, при этом искажения для ФЧХ2 заметнее таковых для ФЧХ1.

Карты соответствия объективных и субъективных оценок представлены на рис. 2-5.

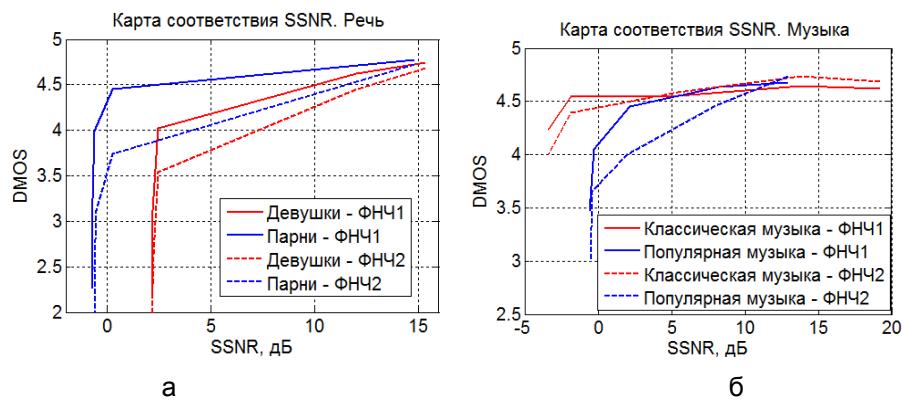


Рис. 2. Карты соответствия для меры SSNR: речь (а), музыка (б)

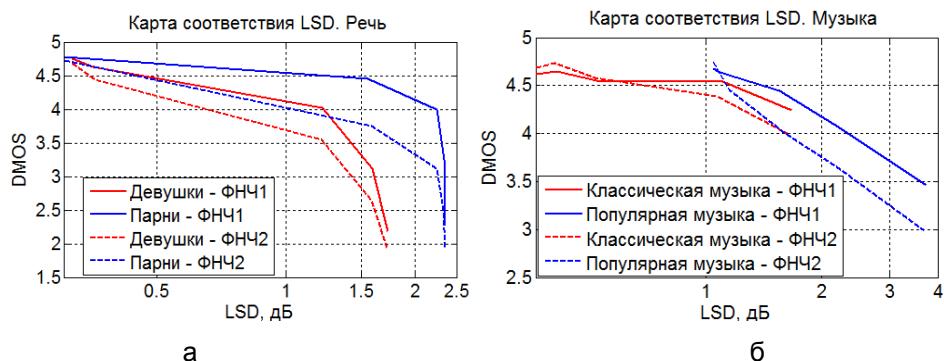


Рис. 3. Карты соответствия для меры LSD: речь (а), музыка (б)

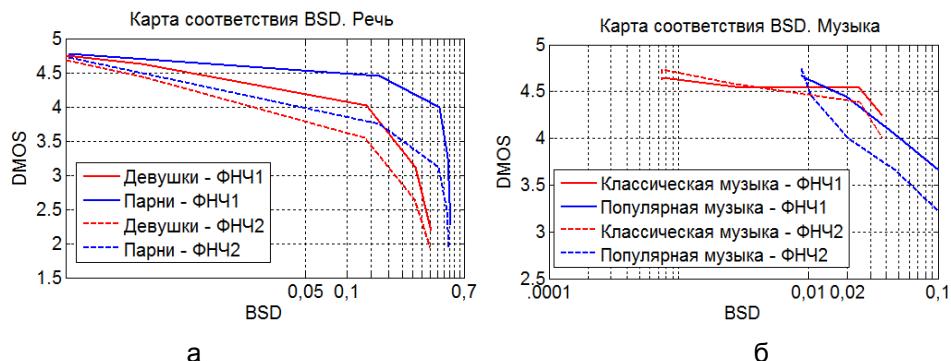


Рис. 4. Карты соответствия для меры BSD: речь (а), музыка (б)

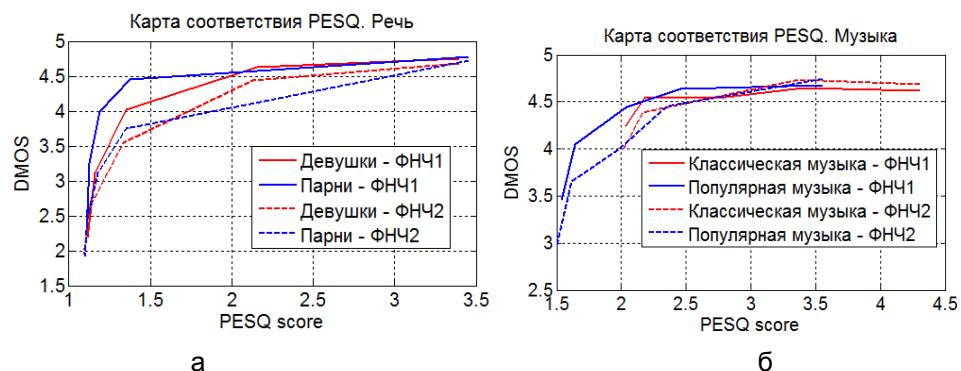


Рис. 5. Карты соответствия для меры PESQ: речь (а), музыка (б)

Комментируя представленные на рис. 2-5 результаты, отметим, во-первых, что практическая полезность карт соответствия состоит в возможности пересчета результатов объективного (инструментального) оценивания качества в результаты субъективного оценивания по шкале DMOS. Во-вторых, отметим, что нелинейный характер полученных зависимостей никак не препятствует такому пересчету в силу монотонного характера полученных графиков. В-третьих, очевидно, что точность пересчета объективных оценок в субъективные может оказаться неудовлетворительной на участках с повышенной крутизной карт соответствия.

### Выводы

Уточнены предварительные оценки степени восприятия слуховой системой человека искажений речевых и музыкальных сигналов, обусловленных нелинейностью фазовой характеристики системы.

Получены карты соответствия результатов объективного и субъективного оценивания качества сигналов, что позволяет пересчитывать результаты объективного (инструментального) оценивания в результаты субъективного оценивания по шкале DMOS.

В дальнейшем, для облегчения автоматизации акустической экспертизы, предполагается аналитически описать полученные карты соответствия.

### Литература

1. Martin R., Heute U. and Antweiler C. (Ed.) (2008), "Advances in Digital Speech Transmission," John Wiley & Sons Ltd, England, 2008, 572 p.
2. Blauert J. Communication acoustics / Edited by Blauert J. – Springer Berlin Heidelberg New-York, 2005. – 385 p.
3. Дидковский В.С., Дидковская М.В., Продеус А.Н. Акустическая экспертиза каналов речевой коммуникации. Монография. – К.: Имэкс-ЛТД, 2008. – 420 с.
4. Продеус А.Н., Пилипенко К.П., Калюжный А.Я., Бартенев С.Г. Оценка влияния нелинейности фазовой частотной характеристики системы на качество речевых сигналов / Электроника и связь, т.20, №2(85), 2015. - С.33-40.
5. Продеус А.Н., Богданова Н.В. Оценка влияния нелинейности фазовой частотной характеристики тракта на качество музыкальных сигналов / Electronics and Communications, Vol. 20, No. 4(87), 2015. – Р. 29-35.
6. Perceptual Evaluation of Speech Quality (PESQ) ITU-T Recommendations P.862, P.862.1, P.862.2. Version 2.0 - October 2005.
7. Cote N. Integral and diagnostic intrusive prediction of speech. - Springer-Verlag Berlin Heidelberg. – 2011. – 267 p.

**Рекомендовано к публикации:** д.т.н., проф. Продеус А. Н.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ААЭ, Киев, Украина

УДК 534.8

## ПРОБЛЕМИ СТВОРЕННЯ АКУСТИЧНОГО ПОЛЯ СТУДІЙНИХ ПРИМІЩЕНЬ

Біда Д.В

НТУУ «КПІ», Факультет Електроніки, Київ, Україна, e-mail: dwb95@ukr.net

**Проаналізовані акустичні вимоги до студійних приміщень. Розглянуті сучасні заходи, щодо забезпечення звукоізоляції від зовнішніх шумів та створення акустичного поля всередині приміщення.**

**Analyzed acoustic requirements for studio apartments. The modern measures to ensure sound isolation from outside noise and create sound field indoors.**

**Ключові слова:** студійні приміщення, акустичні вимоги, час реверберації, звукоопоглинання, звукоізоляція, звукоізолюючі конструкції.

**Keywords:** studio room, acoustic requirements, reverberation time, sound absorption, soundproofing, insulating structures.

### Вступ

Акустика студійних приміщень є особливо важливим фактором для якісного запису та обробки музики та мови, або будь яких звукових даних. Приміщення, що виконує функцію студії, повинно відповідати особливим параметрам для виключення спотворень досліджуваного сигналу. При проектуванні кімнат звукозапису дотримуються певних норм та правил, встановлених міжнародними стандартами, щодо акустичного облицювання та оздоблення студій, а також забезпечення звукоізолюючих функцій спроектованого комплексу

Мета роботи - проаналізувати сучасні рішення та типові заходи, що вживаються для забезпечення звукоізоляції та акустичних характеристик студій з ціллю практичного застосування для приміщення, яке розташоване у житловому будинку і призначається для музичних репетицій та звукозапису.

### Класифікація студійних приміщень

Студійні приміщення – спеціально спроектована кімната, що має оптимальні акустичні властивості. Студії розподіляють за декількоми класами: радіомовлення (C-1000, C-450, C-250, C-150), літературно-драматичні (C-100), заглушенні студії (C-50), дикторські (C-24-36), великі телевізійні (C-450-600), а також середні (C-300) та малі (C-150) і програмно-дикторські (C-60-80) [1].

Вимірювання рівня звукового тиску у досліджуваних студіях-кімнатах необхідно проводити у порожньому приміщенні, з вимкненим вентиляційним та іншими інженерно-технічними обладнанням, що може створювати зайві шуми та викликати резонанс об'єму повітря. Також при розробці акустичних умов слід враховувати, що одне й теж саме приміщення може використовуватися у різних цілях, тому необхідно створювати такі умови акустики, які можуть бути кореговані.

Надзвичайно важливим фактором внутрішнього поля є час реверберації, оптимальнезначення якого залежить від призначення студії та її об'єму. Якщо для мовних приміщень за стандартами ISO рекомендується час реверберації в межах 0.4-0.7 с, то для музичних студій, в залежності від стилю музики та кількості виконавці – від 1 с до 1,7 с, а для приміщень для запису концертних програм з присутністю глядачів 2-2,2 с.

Суттєву роль відіграє висота приміщення, оскільки від цього розміру залежить затримка першого відбиття від стелі відносно прямого звуку. Так для мовних студій висота не перевищує 3-5м, що відповідає часу затримки 10-15 мс та не погіршує розбірливість мови. Для музичних – висота сягає 9-14м, при цьому час затримки знаходиться в межах 20-30 мс і музичнапрограма звучить більш об'ємною.

Для створення оптимальних акустичних умов внутрішні стіни покривають спеціальними матеріалами або накладками, такими як акустичний поролон, звукопоглиняльні або звуковідбиваючі щити, акустичні панелі. Також можуть використовуватися більш складні конструкції, що являють собою резонаторні низькочастотні поглиначі, щити Бекеші, клиновидні м'які конструкції, щілинний резонатор Гельмгольца.

Для поліпшення однорідності та дифузності звукового поля, зокрема у контрольній кімнаті, застосовують розсіювачі звуку у вигляді напівциліндричних панелей та дифузорів Шредера.

### **Акустичні вимоги до звукоізоляції студійних приміщень**

Не менш важливою вимогою є розробка заходів для захисту студійного приміщення від шумів.

Найбільш типовими видами шумів є повітряні шуми, які виникають внаслідок проходження звукової хвилі джерела шуму через огорожувальну перегородку приміщення, в тому числі внаслідок проникнення через щілини та отвори в перегородках.

Значними за рівнями можуть виявитися структурні шуми, породжені пружними хвильами (вібраціями), які розповсюджуються в товщині конструкцій і по трубопроводам та породжують шум шляхом випромінювання звука поверхнями, що коливаються, а також вентиляційні шуми, які виникають в каналах вентиляційної системи в результаті хвильопровідного розповсюдження звука.

Достатньо поширеним є розташування студійних приміщень у житлових будинках. Це ускладнює задачу звукоізоляції, оскільки, з одного боку, потрібно забезпечити низький рівень шуму у студійному приміщенні, що не перевищує 25 дБА (тобто майже на рівні тиші), а з іншого – не перевищувати припустимий рівень шуму в житлових та робочих приміщеннях будинку. Вимоги щодо припустимих еквівалентних рівнів шуму в житлових приміщеннях регламентують значення, відповідно у денний та нічний час, 40 дБА та 30 дБА, а в робочих приміщеннях – до 50дБА (у денний час).

Оскільки найбільшу загрозу проникнення шуму становлять структурні шуми, тому типовою звукоізоляційною конструкцією є «кімната в кімнаті» або «коробка в коробці», коли внутрішні стіни, підлога і перекриття є незалежними і не мають жорсткого зв'язку з несучими конструкціями будівлі. Для цього застосовують декілька рішень, наведених нижче.

**Плаваючі підлоги.** Один з варіантів реалізації «плаваючої» підлоги, як звукоізоляційної конструкції, показано на рис.1.

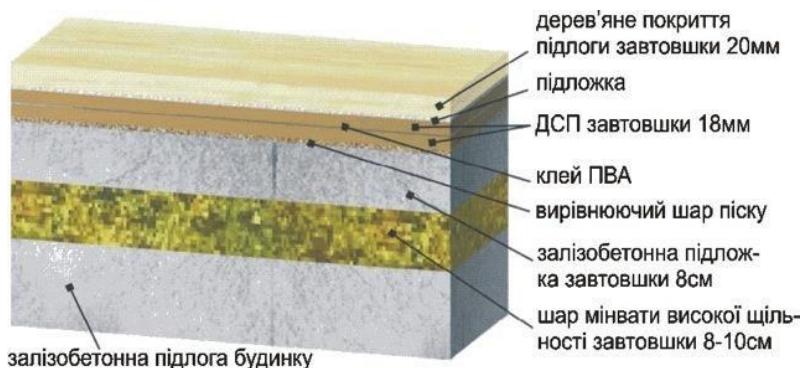


Рис. 1 Один з варіантів «плаваючої» підлоги студійного приміщення

У невеликих приміщеннях можна використовувати «плаваючу» підлогу іншої простішої конструкції (рис.2).

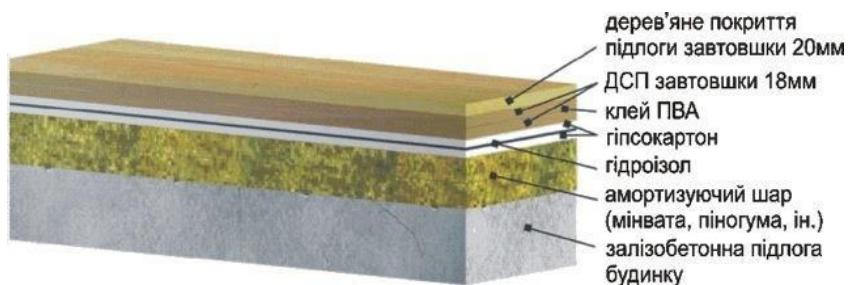


Рис. 2. Спрощений варіант реалізації «плаваючої» підлоги студійного приміщення

Варіант, наведений на рис.2, відрізняється тим, що замість залізобетонної стяжки в ньому використовується декілька шарів гіпсокартону.

**Підвісні стелі.** Найкращим варіантом було б створення залізобетонної стелі, але через дуже малу відстань між несучою стелею і внутрішньою ізоляційною це зробити дуже складно. До того ж така конструкція внутрішньої ізоляційної стелі мала б велику вагу і створювала б додаткове високе навантаження на несучі перекриття приміщення. Тому використовується конструкція складової (композитної) стелі. Ізоляційні внутрішні стелі в такому випадку зазвичай розташовують на 25 см нижче від гіпсокартонно-мінераловатної обшивки несучого перекриття стелі. Основу внутрішньої ізоляційної стелі складають дерев'яні балки певного перерізу, укладені з певним кроком, в залежності від розмірів стелі і необхідної міцності конструкції. Пустоти між балками заповнюються мінеральною ватою. Знизу, під балками кріпляться декілька шарів гіпсокартону або плит ДСП. Підвісна стеля, необхідного рівня звукоізоляції, також може бути прикріплена безпосередньо до плити перекриття, виключивши жорсткий контакт з нею, але

ефективніше сформувати так звану «коробку в коробці» змонтувавши звукоізоляційний шар стелі тільки на внутрішній оболонці стін, яка, у свою чергу, тримається на плаваючій підлозі.

### **Висновки**

В студійних приміщеннях необхідно, крім забезпечення регламентованого часу реверберації, створити однорідне дифузне звукове поле, що досягається завдяки оздобленню приміщення звукопоглинальними матеріалами та встановленню звукорозсіювальних елементів..

Розташування студійного приміщення в житловому будинку вимагає проектування комплексу за принципом «коробка в коробці», для чого застосовуються конструкції «плавучих підлог», підвісних стель, та розв'язування стін від несучих конструкцій. Це дозволить знизити рівень як повітряних так і вібраційних шумів в приміщенні студії і квартирах будинку.

### **Література**

1. Руководство по расчету и проектированию шумоглушения в промышленных зданиях. -М., Стройиздат, 1982, - 128с.
2. Бас-ловушки, широкополосные звукопоглотители и акустические рассеиватели // Режим доступа до джерела: <http://doctorsound.com.ua/?page=read&id=176>
3. Крышов С., Ковригин С. Архитектурно-строительная акустика. -М.: Высшая школа, 1986. - 304с.
4. Дідковский В.С., Луньова С.А., Богданов О.В. Архітектурна акустика.-К.: НТУУ «КПІ», 2012.-375 с.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Луньова С.А

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 534.864

## РАСЧЕТ ЗВУКОВОГО ПОЛЯ ЛИНЕЙНОГО МАССИВА НАПРАВЛЕННЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ЗВУКА

Ю.В. Иотов

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: ijuriy@gmail.com

В статье рассмотрены разные типы линейных массивов, их характеристики и рекомендации по применению. Кратко охарактеризованы возможности современного программного обеспечения по расчету звукового поля данными излучателями. Выполнен расчет звукового поля в программе *MATLAB*.

The article focuses on different types of line arrays, their characteristics and application. Capabilities of up-to-date software used for the sound field calculation are briefly characterized. The sound field calculation in *MATLAB* program is carried out.

**Ключевые слова:** линейный массив излучателей, акустическая система, характеристика направленности, громкоговоритель, звуковое поле, *MATLAB*.

**Key words:** Line array, loudspeaker system, directional characteristic, beam pattern, loudspeaker, sound field, *MATLAB*.

### Введение

Вертикальные линейные массивы излучателей концепт не новый, давно известный и широко применяющийся для качественного озвучивания больших по площади помещений и открытых площадок.

Преимущество линейных массивов перед традиционными акустическими системами и отдельными громкоговорителями несомненно велико. Во-первых, наклоняя акустические кабинеты – элементы массива на озвучиваемую плоскость под различными углами, тем самым придавая массиву определенную форму, можно получить необходимую вертикальную направленность излучения, сохраняя при этом горизонтальную направленность. Во-вторых, линейные массивы обеспечивают высокий уровень звукового давления и высокое качество звука в расширенном диапазоне частот. В-третьих, за счет своих размеров в вертикальном направлении, линейные массивы обеспечивают высокую вертикальную направленность, на более низких частотах [1].

Однако для качественного и равномерного озвучивания конкретной площадки, необходимо правильно выбрать угол наклона каждого элемента массива, для этого требуется понимать закономерности формирования звукового поля такими излучателями. Исследования, проведенные фирмами-производителями, представляют коммерческую тайну, а паспортные данные на аппаратуру не содержат исчерпывающую информацию [2].

В связи с этим, возникает потребность в разработке программного обеспечения в среде *MATLAB* для расчета звукового поля, создаваемого многосекционными изогнутыми линейными массивами.

### Типы линейных массивов

Одна из идей создания линейных массивов состоит в том, что объединённые в вертикальном направлении и расположенные как можно ближе друг к другу одинаковые акустические системы ведут себя как единый источник звука[3].

Основные типы линейных массивов:

*Прямолинейный массив (Straight Arrays)*лучше всего характеризуется как «колонна» громкоговорителей, в которой все элементы массива расположены вдоль прямой непрерывной вертикальной линии. Вертикальная направленность прямолинейного массива обратно пропорциональна произведению длины массива  $H$  и частоты  $f$  излучаемого сигнала и сужается монотонно с увеличением частоты. Общая направленность массива определяется произведением количества сегментов  $N$  и направленности одного элемента.

*Криволинейный (дугообразный) массив (Curved (Arcuate) Arrays)* с постоянным углом между сегментами, которые поворачиваются в разном направлении, обеспечивает неизменную вертикальную направленность во всем диапазоне частот. Последнюю можно найти как произведение  $(N - 1)$  элементов и угла между ними.

*J - образный массив (J-Shaped Arrays)*это комбинация прямолинейного и криволинейного массивов излучателей. Прямолинейная часть предназначена для озвучивания отдаленных мест, а криволинейная для пространства возле сцены. Данный тип массивов сильно подвержен деструктивной интерференции, которая возникает в результате совмещения разного типа массивов излучателей. Имеются зоны акустической тени и «провалы». Направленность сильно зависит от частоты и определяется как сумма углов поворота криволинейного массива. Этот тип массивов применяется крайне редко.

*Линейный массив в форме спирали (Spiral Arrays)* с постепенно увеличивающимся углом между элементами вдоль массива, обеспечивает широкую вертикальную направленность, которая не зависит от частоты и определяется суммой углов между элементами. Деструктивная интерференция выражена слабее, чем у J - образного массива, однако вертикальная направленность намного лучше.

В зависимости от конкретной ситуации применяют разные типы массивов излучателей, но чаще всего криволинейный и линейный массив в форме спирали [4].

### Существующие программные продукты расчета звукового поля

Ведущие производители линейных массивов излучателей, такие как *JBL Pro*, *d&b audiotechnik*, *Meyer Sound* и др., разработали программное обеспечение для расчета звукового поля различных типов данных акустических систем. Кроме того, некоторые из программных продуктов (*Performance Manager*, *ArrayCalc*, *MAPP Online Pro*) позволяют не только получить результатирующее звуковое поле, но и открывают возможности более скрупулёзной и подробной настройке многих составляющих системы, например, если необходимо, можно задать уровень излучения каждому элементу, ввести фазовую задержку, включить параметрический эквалайзер. Затем все эти настройки могут быть импортированы в цифровой сигнальный процессор (Digital

signal processor, *DSP*), который выполняет эти задачи и позволяет изменять параметры в реальном времени.

Данные программные продукты работают только со своими системами. Внедрение акустических систем других производителей невозможно. Пользователю, в данном случае звуковому технику (инженеру), доступны лишь опции настроек, доступ к математической модели, методам расчета строго закрыт и является коммерческой тайной.

Поэтому нами предпринята попытка реализации программного продукта, который бы мог быть применен для любых типов линейных массивов любого производителя с известной характеристикой направленности одного элемента.

#### **Расчет звукового поля в программе *MATLAB***

Расчет звукового поля произвольно изогнутой линейной группы излучателей представляет собой сложную задачу. Один из способов расчета основан на представлении отдельных излучателей в виде точечных источников или монополей[2].

Написанный скрипт в программе *MATLAB* позволяет задать размеры озвучиваемой плоскости, выбрать координаты размещения массива излучателей и сконфигурировать необходимый тип линейного массива, путем ввода угла между элементами. В результате получаем распределение звукового давления в пространстве.

Поскольку рассматриваемый массив электроакустических излучателей состоит из громкоговорителей с одинаковой направленностью  $R(\theta)$ , то выражение для результирующего поля звукового давления  $P$  следует выводить, сохраняя общий подход к представлению поля в виде суперпозиции полей отдельных источников. Результирующее звуковое давление в  $n$ -ной точке пространства:

$$P = \sum_1^N P_n \cdot R(\theta), \quad (1)$$

где  $N$  – количество элементов массива;  $P_n$  – звуковоедавление одного элемента массива в  $n$ -ной точке пространства, определяется как:

$$P_n = \frac{P_0}{4 \cdot \pi \cdot r_n} \cdot e^{(-j \cdot k \cdot r_n)}, \quad (2)$$

где  $P_0$  – уровень излучения элемента массива;  $r_n$  – расстояние до  $n$ -ной точки пространства;  $k$  – волновое число.

Данная задача носит прикладной характер. При разработке программного продукта, учитывалась измеренная характеристика направленности  $R(\theta)$  элемента массива *Wave 10* украинского производителя акустических систем *MAGaudio*.

На рис. 1 представлено поле звукового давления, рассчитанное в программе *MATLAB* для: а) прямолинейного, б)  $J$ -образного и в) линейного массива в форме спирали. Описанные ранее характеристики данных типов массивов подтверждаются исходя из анализа рис. 1.

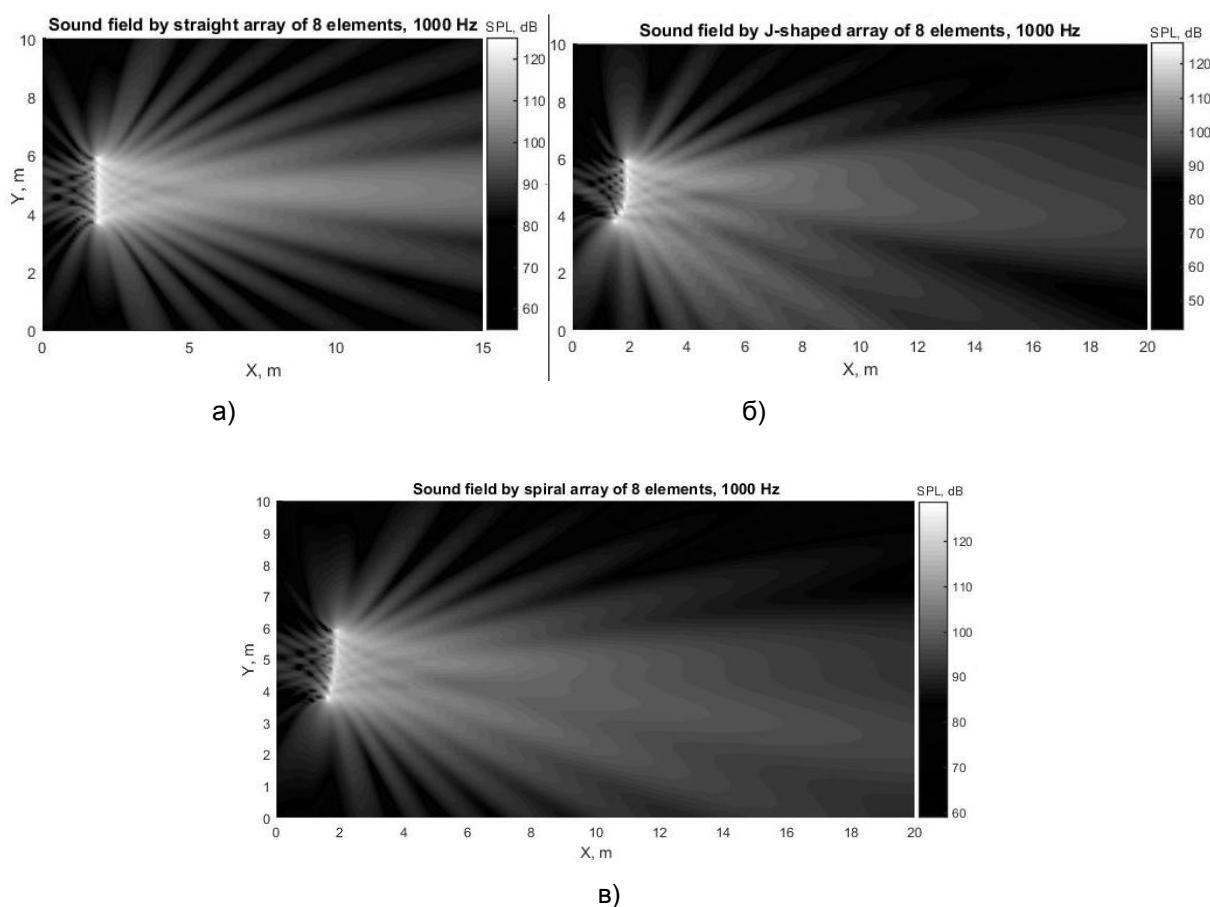


Рис.1. Звукове поле различных типов линейных массивов

### Выводы

Модель основана на точечном источнике со своей характеристикой направленности. Написанный скрипт в программе *MATLAB* позволяет рассчитывать поле звукового давления аналогично существующим программным продуктам, но при этом он может быть применен для любых типов линейных массивов любого производителя.

### Литература

1. M. Ureda. LineArrays: Theory and Applications. Amsterdam: 110-th Conv. of the AES. 2001 – p. 1-12.
2. В.С. Дидковский, С.А. Лунева, В.П. Заец. Направленные свойства изогнутых линейных массивов излучателей звука.// Электроника и связь, №4 (63), 2011 – с. 159-163.
3. Joan La Roda. LINE ARRAYS: HOW THEY WORK. TECHNICAL REPORT by D.A.S. Audio.
4. M. Engebretson. Designing & Deploying Line Arrays. By QSC, USA. Режим доступа <http://goo.gl/gkrTyb>

**Рекомендовано к публикации:** К.Т.Н., доц. Заец В.П.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ААЭ, Киев, Украина

УДК 621.3

## ЗАСОБИ ІНДИВІДУАЛЬНОГО ЗАХИСТУ СЛУХУ ЛЮДИНИ

Д.Д. Волков, О.І. Курсон

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [den.iron.wolf@gmail.com](mailto:den.iron.wolf@gmail.com)

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [warioryoman@gmail.com](mailto:warioryoman@gmail.com)

**У даній статті розглянуто засоби індивідуального захисту слуху, що запобігають пошкодженню слухових органів від шумів та голосних звуків, при цьому забезпечуючи задовільний рівень комунікації.**

**In this article considered the means of the individual hearing protection that prevents damage of hearing system from noise and loud sounds, while ensuring a satisfactory level of communication.**

**Ключові слова:** слух, вухо, шум, захист, електромеханічні аналогії, комунікація.

**Key words:** hearing, ear, noise protection, electromechanical analogies, communication.

### Вступ

Шкідливий та небезпечний вплив шуму на організм людини встановлено тепер з повною достовірністю. Ступінь такого впливу, переважно, залежить від рівня та характеру шуму, форми та тривалості впливу, а також індивідуальних особливостей людини. Численні дослідження підтвердили той факт, що шум належить до загальнофізіологічних подразників, які за певних обставин можуть впливати на більшість органів та систем організму людини. Так, за даними медиків дія шуму може спричинити нервові, серцево-судинні захворювання, виразкову хворобу, порушення обмінних процесів та функціонування органів слуху тощо.

Із загальної кількості захворювань, що перераховані вище, останнім часом значно зросла частка тих, які спричинені саме шумовим впливом. У зв'язку з цим слід звернути увагу на той факт, що протягом багатовікової еволюції людина так і не набула здатності адаптуватись до дії шуму, як і не було створено природного захисту для високочутливого та досконалого органу слуху людини від дії інтенсивного шуму [1].

При імпульсних і нерегулярних шумах ступінь негативного впливу шуму підвищується. При цьому змінюється функціональний стан організму людини, зокрема змінюється процес кровообігу, розширяються зінниці, що приводить до зменшення гостроти зору, прискорюється обмін речовин, підвищується мускульний тонус та рівень адреналіну, що відповідає стресовій реакції [2]. Імпульсні звуки високої інтенсивності значно погіршують комунікацію людей та без достатнього захисту можуть на деякий час оглушити людину та зробити її недієздатною. А при довготривалому впливі призводять до втрати слуху [3].

Для запобігання шкідливої дії шуму та імпульсних звуків високої інтенсивності використовують засоби індивідуального захисту слуху(ЗІЗС). Основне призначення ЗІЗС полягає у тому, щоб перекрити слуховий канал, через який звук проникає в організм людини. Для

цього застосовують індивідуальні захисні засоби у вигляді протишумових навушників різних модифікацій, протишумові заглушки і протишумові вкладиши «Беруші»[4].

Основним недоліком цих засобів є те, що разом із зниженням рівня шкідливого звуку знижується і рівень звуку, що несе корисну інформацію і вона стає недоступною для людини.

Задачею статті є розробка ЗІЗС для запобігання шкідливій дії шуму та імпульсних звуків високої інтенсивності, при достатньому рівні комунікації. На даний момент така задача реалізується за допомогою вушних вкладок, що містять активні елементи. Їх виготовлення є складним і дорогим, а умови експлуатації дуже обмеженими. Тому у даній статті пропонується вирішення даної задачі за допомогою застосування пасивних акустичних фільтрів.

### Пасивна акустична фільтрація

Поставлена задача реалізується за допомогою застосування у ЗІЗС пасивного акустичного фільтру, що забезпечує проходження звуку у певній смузі частот, де зосереджений мовленнєвий діапазон людини. За останніми дослідженнями для здорових людей для забезпечення повної розбірливості мови достатнім є діапазон 300-3000 Гц. Задовільним також вважається діапазон 500-2000 Гц [4]. Таким чином енергія, що зосереджена у мовленнєвому діапазоні буде надходити до організму людини, а енергія шуму або імпульсних звуків, що розосереджена у широкому частотному діапазоні буде відфільтровуватися.

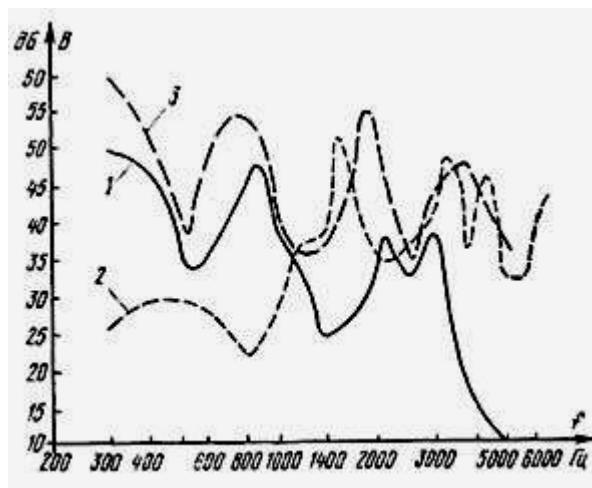


Рис.1 Огинаючі спектру звуків української мови. 1- «В»; 2-«Г»; 3- «М»

Розрахунок акустичних фільтрів проводиться на основі методу електромеханічних аналогій. Цей метод дає змогу представити пасивний акустичний фільтр будь якого порядку його електричними аналогом, що дозволяє розрахувати параметри фільтра відомими методами теорії електричних кіл і перерахувати їх у акустичні компоненти.

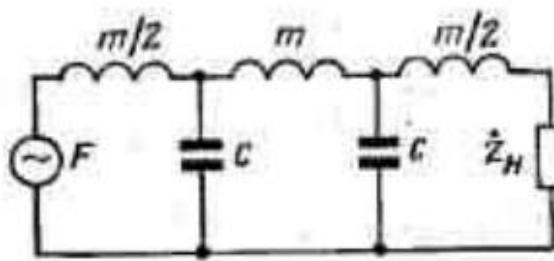


Рис. 2 Еквівалентна схема фільтра низьких частот

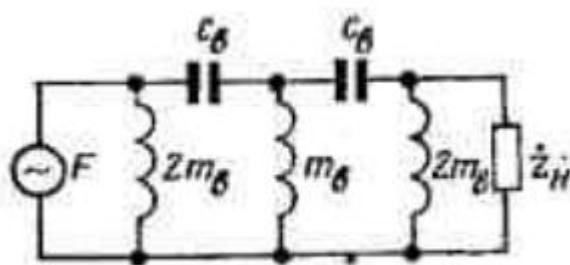


Рис. 3 Еквівалентна схема фільтра високих частот

Результатуючий смуговий фільтр представляє собою послідовне з'єднання фільтру низьких частот із частотою зрізу 2000 Гц та фільтру високих частот, із частотою зрізу 500 Гц. [5] На основі електричних схем проводиться розрахунок акустичних мас та гнучкостей що є складовими частинами пасивних акустичних фільтрів.

### Висновки

Представленний засіб індивідуального захисту слуху дозволяє запобігти шкідливій дії шуму та імпульсних сигналів високої інтенсивності при цьому забезпечує можливість нормальній комунікації між людьми.

Основними перевагами даного ЗІЗС на основі пасивних акустичних фільтрів перед його активними аналогами є:

- простота виконання;
- дешевизна;
- легкість обслуговування та експлуатації.

### Література

1. В. Ц. Жидецький. Основи охорони праці. – Львів.:Афіша, 2004. - 316 с.
2. Орлова Т.А. Проблема борьбы с шумом на промышленных предприятиях [Текст] / Т.А. Орлова. – М.: Медицина, 1965. – 308 с.

3. Суворов Г.А. Импульсный шум и его влияние на организм человека [Текст] / Г.А. Суворов, А.М. Лихниц- кий. – М.: Медицина, 1975. – 208 с.
4. В.М. Москальова. Охорона праці. - Рівне.: НУВГП, 2009. – 472 с.
5. Анди Фонлантен. Слуховые аппараты. – Дания.:Феникс, 2009. – 304 с.
6. Я.Ш. Вахитов. Теоретические основы электроакустики. – Москва.:Искусство,1982. – 415с.

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

**МАКЕТ ПРИСТРОЮ ЛОКАЦІЇ ДЖЕРЕЛА ВОГНЕПАЛЬНИХ ПОСТРІЛІВ**

Д.Д. Волков, О.Ю. Круглик

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [den.iron.wolf@gmail.com](mailto:den.iron.wolf@gmail.com)НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [alex.love.broadcast@gmail.com](mailto:alex.love.broadcast@gmail.com)

В роботі запропоновано структурну схему пристрою локації джерела вогнепальних пострілів. Представлено опис структурної схеми та принцип функціонування макету пристрою. Дано пояснення алгоритму запису та обробки сигналу. Приведені результати лабораторних випробувань макету та оцінка похибки пеленгування приладу.

In this article, the block diagram of a gunshot location device is proposed. A description of the block diagram, functioning principles of the prototype unit, and a signal processing algorithm is given. The results of laboratory tests and accuracy appraisal of direction finding are given, too.

**Ключові слова:** постріл, акустична хвиля, аудіоаналітика, метод пеленгування, цифрова обробка сигналів

**Key words:** shot, acoustic waves, audioanalytics, bearing method, digital signal processing

**Вступ**

Обробка записів вогнепального пострілу дозволяє отримати інформацію про розташування зброї, швидкість і траєкторію кулі, і в деяких випадках тип зброї і патрона [1]. Спеціальні акустичні системи обробки записів для виявлення і локалізації пострілу в реальному часі використовуються військовими і правоохоронними органами для виявлення снайперів [2, с. 152]. Подібні комплекси застосовуються в ряді армій іноземних держав і добре себе зарекомендували. Криміналістична експертиза аудіо записів також використовується, для забезпечення доказів у кримінальних і цивільних справах [3,4].

**Опис механізму формування досліджуваних звукових хвиль**

В вогнепальній зброї застосовується зосереджений вибуховий заряд, що виштовхує кулі та інші види балістичних снарядів, з циліндричного ствола який задає траєкторію польоту. Гази, швидко розширюючись в замкнутому об'ємі, спричиняють вибухову акустичну хвиллю яка поширюється зі швидкістю звуку. У випадку гвинтівки вибухова акустична хвиля називається «дульна хвиля».

Коли куля рухається з надзвуковою швидкістю, її динаміка змінюється і відповідно сигнал який генерується теж змінюється. Хвильовий фронт поширюється позаду джерела в формі конуса, я це показано на рис. 1.

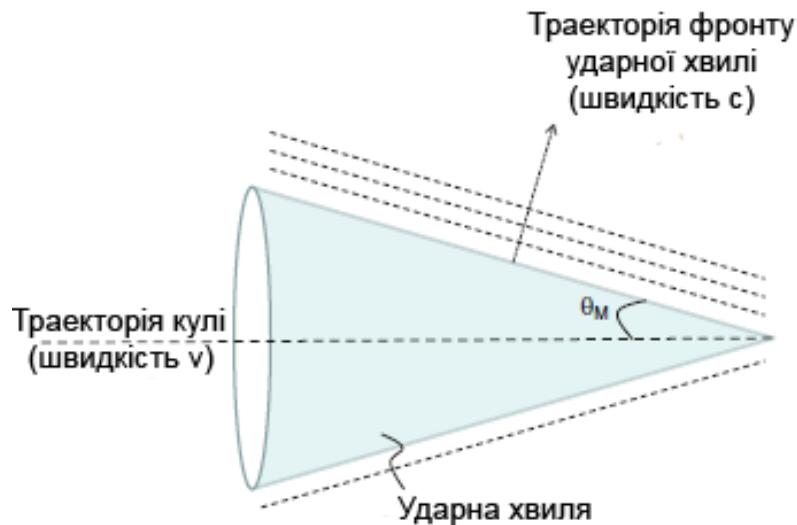


Рис. 1 Хвильовий фронт згенерований кулею

Поверхня конуса формує надзвуковий фронт хвилі з високою амплітудою яка називається «ударна хвиля». Типовий сигнал згенерований надзвуковою кулею зображенено на рис. 2.

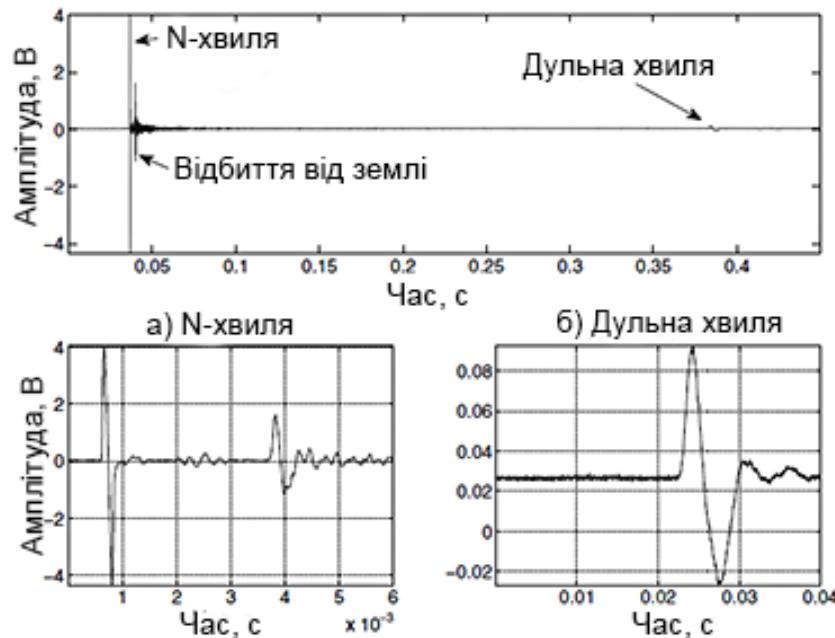


Рис. 2 Форма хвилі згенеровано кулею

Сигнал має три відмінні форми, які називаються: (а) велика N-подібна хвиля, відповідає ударній та сигнал відбитої N хвилі від землі, і (б) дульна хвиля. Зазначимо, що амплітуда сигналу різна для кожної хвилі [2, 5].

### Опис структурної схеми приладу

На даний момент пристрій функціонує за схемою, що представлена на рис. 3



Рис. 3 Структурна схема приладу локації пострілу

По приходу ударної хвилі, що фіксується мікрофонами **МКЭ-3** запускається запис по двом каналам. Сигнал з мікрофонів потрапляє на аудіомодуль на базі ЦАП **SGTL5000**, де відбувається його дискретизація з частотою 44,1 кГц, квантування розрядністю 16 біт/семпл та запис до зовнішньої оперативної пам'яті **23LC1024**. Одночасно надсилається запит про температуру та вологість навколошнього середовища до датчика **DHT22**, на основі даних якого виконується розрахунок актуальної швидкості звуку.

Основна обробка сигналу відбувається на 32-бітному процесорі **MK20DX256** на базі архітектури **ARM Cortex-M4** із тактовою частотою 96 МГц. Розрахована інформація про координати пострілу записується на флеш-накопичувач **SanDisc 10 класу**.

Живлення пристрою забезпечує **літій-іонний акумулятор на 1200 мА·г**, що заряджається модулем на базі контролера заряду **TP4056**.

Весь пристрій розміщено у компактному корпусі, на верхній панелі якого знаходяться:

- роз'єм MicroUSB (для зарядки, зчитування даних та перепрограмування).
- LED-індикація заряду/розряду та стану роботи процесора
- тумблер вмикання/вимикання.

На нижній панелі:

- роз'єм для microSD карти пам'яті,
- універсальний вхід для електретних або електро-динамічних мікрофонів.

### Опис програмної частини

Алгоритм реалізується мовою програмування C++11 з використанням бібліотек STL, Arduino, AudioLibrary.

З ЦАП зчитуються данні з двох каналів та записуються до циклічного буфера розміром 11008 семплів, паралельно визначається рівень шуму  $N$  відносно якого регулюється рівень спрацьовування компаратора, як  $N + 10 \text{dB}$ . Якщо піковий рівень вхідного сигналу по одному з

каналів перевищує задане значення компаратора, це означає, що надійшла ударна хвиля. За цим буфер заповнюється до кінця та зупиняється запис. Розмір буфера 11008 семплів відповідає 250 мс. Перший етап аналізу дає «грубі» значення величин  $\Delta T_{SW}$ ,  $\Delta T_{BW}$  та  $\Delta T_{TOA}$ , точність цих величин обмежена частотою дискретизації ЦАП – 44,1 кГцта розміром акустичної бази – 34 см. На другому етапі значення  $\Delta T_{SW}$  та  $\Delta T_{BW}$  уточнюються шляхом оберненої лінійної інтерполяції сигналів. Третій етап включає у себе визначення швидкості звуку у середовищі базуючись на значеннях температури та вологості повітря отриманих з датчику DHT22 та алгоритмі запропонованому у [6]. Остаточні значення локації джерела пострілу розраховуються за наступними формулами:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{c\Delta T_{BW}}{d}\right), \quad (1)$$

$$\beta = \arcsin\left(\frac{c\Delta T_{SW}}{d}\right), \quad (2)$$

$$R = \frac{c\Delta T_{TOA}}{1 - \cos(\beta - \alpha)}, \quad (3)$$

де:  $\alpha$  – пеленг на джерело пострілу;  $\beta$  – кут між акустичною віссю бази мікрофонів та нормаллю до фронту ударної хвилі;  $d$  – розмір бази;  $c$  – швидкість звуку,  $R$  – відстань до джерела пострілу;  $\Delta T_{SW}$  – часова затримка між приходом ударної хвилі;  $\Delta T_{BW}$  – затримка між приходом дульної хвилі;  $\Delta T_{TOA}$  – усереднене по двом каналам значення затримки між дульною та ударної хвильами.

Після розрахунку згідно виразів (1) – (3), отримані значення записуються до карти пам'яті та сигналізуються користувачу.

### Лабораторне випробування

Оскільки для правильної локації джерела пострілу необхіднокоректно визначати кути пеленгу, то лабораторне випробування відбувалося наступним чином: на відстані 5 м від акустичної бази розташувалося джерело звуку (гучномовець), який через підсилювач потужності з'єднано зі аудіоінтерфейсом ПК. Акустична база пристрою, яка представляє собою два мікрофони закріплені на відстані 34 см один від одного, зафікована на поворотному столі за допомогою якого можна контролювати кут повороту. Поперевно повертуючи стіл на кут  $\alpha_{\text{дійсне}}$ , що вказані у табл. 1, з гучномовця випромінювався радіоімпульс тривалістю 200 мкс, та частотою заповнення 5 кГц. Розраховані кути та абсолютна похибка наведені у табл. 1.

Лабораторний експеримент проводився за наступних умов:  $t^{\circ} = 17^{\circ}\text{C}$ ,  $p_{cm} = 1 \text{ атм}$ ,  $RH = 40\%$ ,  $c = 342 \frac{M}{s}$ ,

**Таблиця 1. Результати лабораторного випробування**

$\alpha_{\text{дійсне}}, {}^\circ$	0	15	30	45	60	75
$\alpha_{\text{експ}}, {}^\circ$	0,23	14,49	30,06	45,35	58,11	74,43
	0,19	14,47	30,02	45,30	58,62	74,44
	0,05	14,47	30,02	45,53	58,04	74,44
$m_\alpha, {}^\circ$	0,16	14,48	30,03	45,39	58,26	74,44
$\Delta\alpha, {}^\circ$	0,16	0,52	0,03	0,39	1,74	0,56

**Висновки**

Розроблюваний пристрій автоматично розпізнає зазначені хвили, розраховує час між дульними та ударними хвиллями та часову затримку хвиль між двома каналами запису. На основі цих даних проводиться розрахунок місцеположення джерела вогнепального пострілу.

Отримані результати підтвердили правильність вибраного алгоритму. Максимальна похибка визначення пеленгу не перевищує  $2^\circ$ , а відстані — 5 м.

**Література**

1. Peter Volgyesi, Gyorgy Balogh, Andras Nadas, Christopher B. Nash, Akos Ledeczi, «Shooter Localization and Weapon Classification with Soldier-Wearable Networked Sensors»
2. T. Damarla, «Battlefield Acoustics»
3. W. Choi, «Selective Background Adaptation Based Abnormal Acoustic Event Recognition for Audio Surveillance»
4. L. Gerosa, «SCREAM AND GUNSHOT DETECTION IN NOISY ENVIRONMENTS»
5. Robert C. Maher, «MODELING AND SIGNAL PROCESSING OF ACOUSTIC GUNSHOT RECORDINGS»
6. Owen Cramer, «The variation of the specific heat ratio and the speed in air with temperature, pressure, humidity, and  $\text{CO}_2$  concentration», THE JOURNAL of the Acoustic Society of America, Vol. 93, No. 5, May 1993

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Козерук С.О.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 534.88

## АЛГОРИТМ ВИЗНАЧЕННЯ КООРДИНАТ ДЖЕРЕЛА ПОСТРІЛУ

Д.В. Мазніченко, Ю.О. Митяй,

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: mazik16@ukr.net

**В роботі розглянуті відомі методи пеленгування джерела пострілу, та запропонований алгоритм визначення координат. Алгоритм може бути застосований в індивідуальній акустичній системі пеленгування джерела пострілу.**

**Methods of direction finding the source of the shot, and the algorithm determining the coordinates was considered. The algorithm can be applied in the individual acoustics direction finding system of source of shot.**

**Ключові слова:** акустична пеленгація, координати джерела, дульна хвиля, ударна хвиля.

**Key words:** acoustics direction finding, source coordinates, blast wave, shock wave.

### Вступ

Раніше визначення координат джерела пострілу проводилося за допомогою оптичного методу локації, який оснований на ефекті відбиття лазерних імпульсів від оптичних систем гвинтівок та реєстрації спалаху з дулової рушниці. Однак, з часом від цієї технології відмовилися, оскільки постріл легко маскувати, а пристрої мають високу ціну. Альтернативним став акустичний метод локації в основу якого покладено кореляційний принцип прийому звукових хвиль. Для пояснення сутності методу необхідно розглянути фізичні аспекти процесу пострілу.

### Фізика процесу пострілу

З фізичної точки зору, явище пострілу складається з двох основних процесів: хімічного вибуху пороху в патроні в результаті сильного удару, а також польоту кулі [1]. Хімічний вибух відбувається у дві фази. Перша фаза відповідає займанню пороху в патроні і подальшого турбулентного потоку тепла через ствол рушниці, а друга фаза являє собою повторне займання недогорілих вибухових речовин за межами ствола. Найбільш важливий аеродинамічний процес, пов'язаний з хімічним вибухом є швидкий вихід плазми з дула рушниці. Цей раптовий вихід плазми за високого тиску і високої температури призводить до виникнення вибухової дульної хвилі, яка розширюється сферично. Цю хвиллю скорочено позначають BW (від англ. Blast Wave – вибухова хвиля). Що стосується руху кулі, то треба зазначити, що куля в рушниці рухається з прискоренням, а біля дула з дозвуковими або з надзвуковими швидкостями. Якщо куля рухається з надзвуковою швидкістю, то виникає балістична ударна хвиля, або конус Маха, до того ж хвиля має N-подібний профіль. Її скорочено позначають SW (від англ. Shock Wave – ударна хвиля).

### Акустичні методи визначення кутових координат джерела пострілу

Використовуючи фізичні особливості поширення звукових хвиль від джерела пострілу виділяють два методи пеленгування пострілу: векторно-фазовий метод та кореляційний.

В основі векторно-фазового методу лежить ідея того, що вектор інтенсивності направлений на джерело звуку, тому вимірюючи значення трьох компонентного вектору інтенсивності звуку можна знайти кут напрямку в горизонтальній та вертикальній площині на джерело. Недолік методу – складність технічної реалізації. Кореляційний метод пеленгування ґрунтуються на вимірюванні взаємної кореляційної функції між прийнятими акустичними сигналами двома мікрофонами рознесеними в просторі на відстань  $d$  (рис. 1).

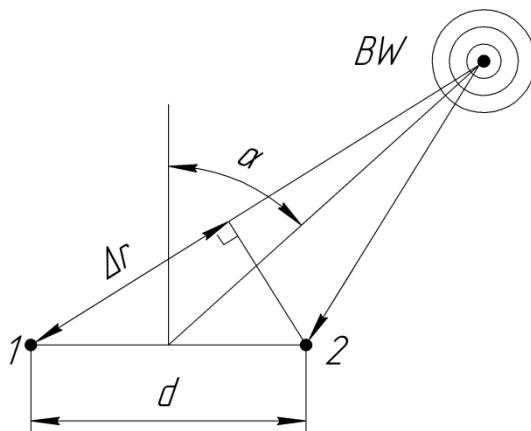


Рис.1. Кореляційний метод пеленгування

Дульна сферична хвиля BW поширюючись падає під кутом  $\alpha$  до акустичної бази  $d$  та досягає дальнього приймача з просторовим запізненням  $\Delta r = d \sin \alpha$  (1).

Часова затримка  $\tau$  між електричними коливаннями на виході приймачів:

$$\tau = \frac{d}{c_0} \sin \alpha, \quad (2)$$

звідки кут пеленгу на джерело:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\tau c_0}{d}\right). \quad (3)$$

Пеленгування дульної хвилі дозволяє знайти напрям звідки було здійснено постріл, але цієї інформації не достатньо, оскільки необхідно знати ще й відстань до точки пострілу. Для цього був запропонований алгоритм визначення відстані до джерела пострілу.

### Відстань до точки пострілу

Запропонований алгоритм є спрощеним виразом приведеним в роботі [2], оскільки він не враховує зменшення швидкості кулі під час польоту. Для його реалізації необхідно мати два інформаційні параметри: різницю часу приходу між ударною та дульною хвилями, та різницю кутів пеленгу на ці хвилі. Пояснимо алгоритм визначення відстані, розглянувши схему польоту кулі (рис. 2).

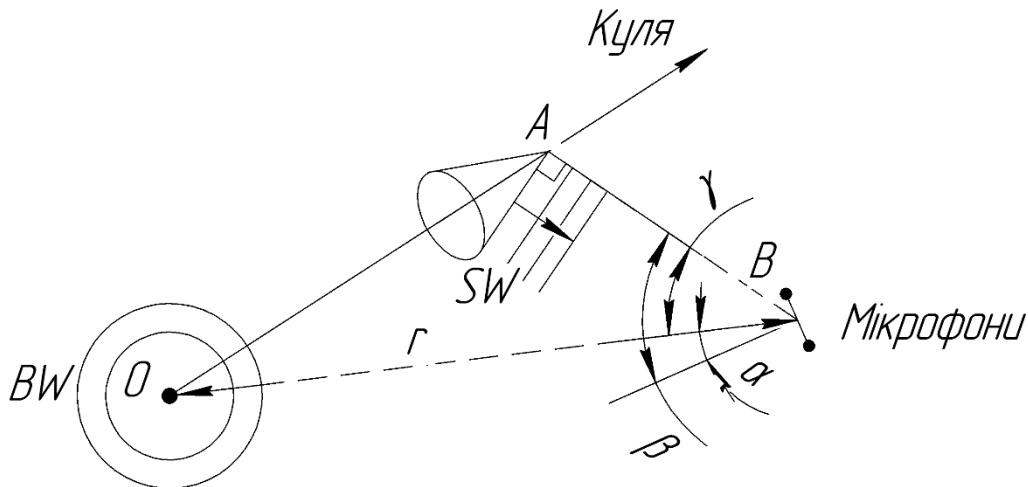


Рис.2. Схема поширення дульної та ударної хвилі

Нехай куля летить вздовж відрізка  $OA$ , якщо її швидкість  $v$  більше швидкості звуку  $c$ , то виникає конус Маха, кут розкриву якого визначається:

$$\vartheta = \arcsin\left(\frac{1}{M}\right), \quad (4)$$

де  $M = \frac{v}{c}$ . При цьому виникає акустична ударна хвиля  $SW$ , яка розповсюджується вздовж

прямої  $AB$  нормальню до поверхні конусу Маха. Час поширення ударної хвилі від моменту пострілу до мікрофонів складає:

$$t_{SW} = \frac{OA}{v} + \frac{AB}{c \cdot \cos(\vartheta)}. \quad (5)$$

Кут пеленгу на ударну хвилю становить  $\beta$ . Поширення дульної хвилі відбувається вздовж

прямої  $r$ . Кут пеленгу на джерело пострілу становить  $\alpha$ , а час поширення дульної хвилі:

$$t_{BW} = \frac{r}{c}. \quad (6)$$

Різниця часу приходу хвиль становить:

$$\Delta t = t_{SW} - t_{BW} = \frac{OA}{v} + \frac{AB}{c \cdot \cos(\vartheta)} - \frac{r}{c}. \quad (7)$$

Різниця кутів пеленгу  $\gamma = \beta - \alpha$ . Відстань  $r$  до точки пострілу:

$$r = \frac{c \cdot \Delta t}{1 - \cos(\gamma)}. \quad (8)$$

Як зазначено в роботі [2], похибка визначення відстані для 400 метрів не перевищує 10%.

### Висновки

В роботі запропоновано алгоритм пеленгування джерела пострілу на базі кореляційного методу. Алгоритм є наближенним тому, що не враховує балістику кулі. Метод може бути застосований в індивідуальній акустичній системі пеленгування джерела пострілу.

**Література**

1. Aguilar J.R. Gunshot location systems the transfer of the sniper detection technology from military to civilian applications / J.R.Aguilar // IEEE 47th International Carnahan Conference on Security Technology (ICCST), 8-11 October, 2013, Medellin, Colombia. – Medellin, 2013. – P. 1 – 6.
2. Bedard J.Ferret, a small arms' fire detection system: Localization concepts / J. Bedard, S. Pare // SPIE. – Vol. 5071. – P. 497–509.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Козерук С.О.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 612.858.1

**ДОСЛІДЖЕННЯ АКУСТИЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ВНУТРІШНЬОГО ВУХА ЛЮДИНИ**

В.Ю. Зарецький

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра А та АЕ, Київ, Україна, e-mail:  
vlad11306@gmail.com

**В даній статті розглянуті деякі моделі та теорії дослідження акустичних параметрів внутрішнього вуха, а саме фундаментальні та сучасні моделі вивчення. Також оглянуті деякі недоліки та проблеми пов'язані з ними.**

**This article discusses some models and theory studies the acoustic parameters of the inner ear, such as basic and advanced models of learning. Also examined some disadvantages and problems associated with them.**

**Ключові слова:** базиллярна мембрана, кортієв орган, текторіальна мембрана, .

**Key words:** basilar membrane, organ of Corti, tectorial membrane.

**Вступ**

Внутрішнє вухо має дуже складну будову і процеси, які відбуваються в ньому не можна описати простими методами. Існує декілька теорій розповсюдження звуку у внутрішньому вусі та на даний час розроблено багато моделей, що описують роботу внутрішнього вуха.

**Загальна будова внутрішнього вуха****Рис.1 Будова внутрішнього вуха****Просторова теорія (теорія Гельмольца)**

У своїй теорії Гельмольц використовував слуховий закон Ома. Відповідно до цього закону, у вусі відбувається аналіз комплексу періодичних звуків, тобто пакет хвиль розкладається на компоненти незалежно від співвідношення їх фаз. Однак, слуховий закон Ома

має недолік, який полягає у не врахуванні часового аналізу, адже слухова система людини чутлива до часових параметрів звука.

Механізм просторової теорії допускає, що базелярна мембрana поділена на сегменти, кожен з яких резонує у відповідь на подразнення звуковим сигналом такої ж частоти. За рахунок того, що такі резонатори розташовані вздовж всього равлика, точне розташування вібруючого сегменту повинно вказувати на існування частотного сегменту відповідного до природної частоти цієї ділянки[1].

Але така теорія зіштовхується з деякими проблемами.

Одна з проблем полягає в тому, що згідно цієї теорії, для пояснення частотної регуляції внутрішнього вуха різні сегменти базилярної мембрани маю знаходитись в різних степенях натягу, як струни піаніно. Однак Бекеші [2] встановив, що вона не знаходиться під будь-яким натягом.

Також, для того щоб у вусі проходило чітке розпізнання частоти, потрібно, щоб відповідні сегменти були відповідно “налаштовані”. Тобто не мають відповідати на інші частоти. Проблема проявляється в тому, що така система повинна мати дуже слабке затухання. Але в такому випадку ми б чули нескінченне ехо, що б відкидало будь-який корисний функціонал слуху[1].

### Теорія біжучої хвилі (теорія бекеші )

На відміну від Гельмгольця, Бекеші встановив що базилярна мембрana по всій своїй протяжності має приблизно однакову еластичність, але ширина збільшується від основи до верхівки[2].

Також він змоделював реакцію мембрани на дію звуку, використовуючи плівку тієї ж пружності та товщини. В його дослідах на плівці, під дією звуку виникла біжуча хвилія із швидко затухаючою амплітудою. На місцях максимальної амплітуди він спостерігав завихрення, швидкість обертання яких, була пропорційна величині амплітуди[3].

При сильних звуках відбувалась локальна перфорація мембрани, за рахунок дії завихрень з обох боків. Розміщення цих проривів залежало від частоти коливань, чим вищій звук тим більше до основи вони розташовувались[3].

Для розуміння процесу утворення біжучої хвилі, можна розглянути базилярну мембрану, як стрижень із підвішеними до него маятниками з різною довжиною, яка поступово збільшується[2]. Чим менша довжина, тим більша резонансна частота маятника. Представимо, що кожен маятник відповідає певному місцю базилярної мембрани, а довжина – градієнту жорсткості. Звук приводить до руху стрижень, який викликає рух маятників. Звісно найбільшу амплітуду зміщення матиме маятник з частотою, яка найближча до частоти збудника.

Різна довжина струн обумовлює різницю фаз між маятниками, котрі утворюють хвилю. В результаті синусоїдальний рух утворює біжучу хвилю, яка розповсюджується від найкоротших, до найдовших маятників з максимальною довжиною хвилі на маятнику, резонуючому на частоті збудника[2].

### Пасивні моделі

Перший етап обробки звукових сигналів відбувається на базиллярній мембрани(БМ) внутрішнього вуха. На рис. 2 (лівий графік) показане двомірне схематичне зображення кохлеарних камер, де БМ розташована не враховуючи з'єднання мікро-клітинних структур.

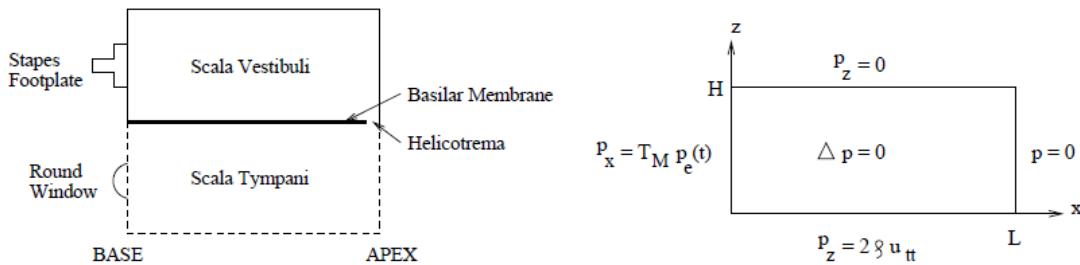


Рис.2. Пасивна модель зображення базиллярної мембрани

Нижня камера равлика симетрична щодо  $g = 0$ . Звукові сигнали породжують коливання на лівій межі  $(x, g) \in \{0\} \times [0, H]$ , яке, в свою чергу викликає рух рідини, яка йде кососиметрично з верхньою камерою в нижню камеру через невеликий отвір (гелікотрема) в  $(L, 0)$ . Різниця тисків призводить в рух БМ. Симетрія дозволяє ігнорувати деталі гелікотрема і зосередитися на верхній камері, де тиск рідини підпорядковується рівнянню Лапласа, поряд з граничними умовами, отриманими з балансу механічних сил[4,5].

### Активні моделі

Орган Корті (рис. 3.) лежить на базальній мембрани і містить зовнішній внутрішній волоскові клітини, які є дізекторіальна мембраною (ТМ). Зовнішній волоскові клітини (ЗВК), як відомо, містять активний зворотній зв'язок. Процес, який посилює відповіді БМ для входу знизу, відбувається відповідно до інтенсивності, втої часяк внутрішній волоскові клітини посилають механічні сигнали нервових електричних імпульсів вголо вний мозок, де відбувається остаточна обробка [6]. Без ЗВК чутливість вуха природних умовах неможлива [5]. Тому ТМ грає аналогічну роль.

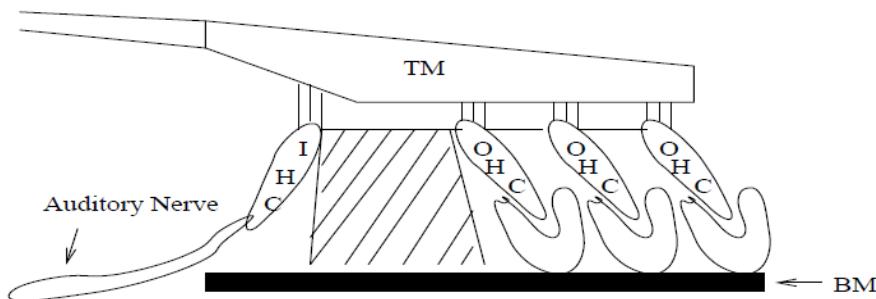


Рис.3. Модель органу Корті

Двомірнамодельпропонуєбільшуточністydинамічнийдіапазонамплітуд.Іншийкласмоделієр езонанснамодельТМ[6]. БМіТМмоделюютьсяякдвізосереджені маси поєднаніза допомогою пружинії демпфером, кожна маса з'єднана з БМ за допомогою пружини і демпфера.

### **Висновки**

У цій статті були розглянуті деякі моделі та теорії дослідження основних акустичних параметрів внутрішнього вуха, та проблеми, які пов'язані з ними. Деякі з розглянутих теорій отримали хибний результат, але підштовхнули до висунення більш правильних поглядів. Однак, жодна з теорій відкриває лише той, чи інший бік питання, і не здатна охопити усю глобальну модель функціонування системи внутрішнього вуха, тому деякі питання все ще залишаються відкритими.

### **Література**

1. Гельфанд С.А. Слух: введение в психологическую физиологическую акустику: Пер. с англ. – М.: Медицина, 1984, 352с.
2. Bekesy G. Experiments in Hearing – New York: McGraw-Hill, 1960.
3. Теория Гельмгольца. Теории функционирования улитики // Режим доступа до джерела: <http://meduniver.com/Medical/Anatom/729.html>
4. J. B. Allen, Cochlear Modeling-1980, in: M. Holmes and L. Rubenfeld, eds., Lecture Notes in Biomathematics, Springer-Verlag, 1980, Vol. 43, pp. 1–8.
5. E. de Boer, Mechanics of the Cochlea: Modeling Efforts, in: P. Dollas, A. Popper and R. Fay, Springer Handbook of Auditory Research, Springer-Verlag, 1996, pp. 258–317.
6. C. D. Geisler, From Sound to Synapse, Oxford University Press, Oxford, 1998.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Луньова С.А.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 621.391.883:004.021

## ДОСЛІДЖЕННЯ ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСУ РЕВЕРБЕРАЦІЇ ВСЛІПУ

Д. Є. Моторнюк

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: daria.motorniuk@gmail.com

**Було проведено дослідження похибки вимірювання часу реверберації всліпу методом максимальної правдоподібності за допомогою математичного моделювання в середовищі Matlab. Було доведено, що програмний продукт М. Джеба та Х. Лоллманна потребує вдосконалення для використання в контексті придушення пізньої реверберації.**

**The research of the measurement error of the blind reverberation time estimation using mathematical modeling on Matlab platform were made. It was proved that the M. Jeub's and H. Lollmann's software needs to be improved for use in the context of the late reverberation suppression.**

**Ключові слова:** оцінювання часу реверберації всліпу, похибка вимірювання, програмний інструментарій.

**Key words:** blind reverberation time estimation, measurement error, software toolbox.

### Вступ

Точність сучасних систем автоматичного розпізнавання мови становить більше 90%, але за наявності реверберації падає до 22%. Окрім цього, пізня реверберация призводить до слухового дискомфорту і зниження розбірливості мови, особливо для людей, які користуються слуховими апаратамиабо позбавлені бінаурального сприйняття [1]. Оскільки реверберация має нестационарний характер, її неможливо придушити алгоритмами усунення стаціонарного шуму.

Алгоритми дереверберації потребують знання про значення часу реверберації (ЧР) в приміщенні[2]. Прямі методи вимірювання ЧР (наприклад, метод Шредера) неможливо використати для означененої задачі, особливо якщо слухач прослуховує реверберований сигнал, фізично знаходячись у іншому приміщенні. Тоді звертаються до так званих «сліпих» методів оцінки ЧР, які визначають ЧР за реверберованим мовним сигналом.

В останнє десятиріччя вчені усього світу працювали над вдосконаленням сліпого оцінювання ЧР методом максимальної правдоподібності. Результатом роботи Марко Джеба та Хенріка Лоллманна є програмний продукт [3], який вони розробили на основі свої статті [4]. В анотації до пакету скриптів вказано, що він призначений для вимірювання ЧР у межах від 0,2 с до 1,2 с. Такий діапазон є замалим, адже у вагомій частині приміщень придушили реверберацию буде неможливо. Відразу постають питання: «Чому автори обрали саме такий діапазон вимірювання і яка похибка вимірювання ЧР за наведеним алгоритмом?»

### Алгоритм вимірювання часу реверберації методом максимальної правдоподібності

Основовою алгоритму є функція правдоподібності:

$$L(y; a, \sigma) = \frac{1}{a(0) \times \dots \times a(N-1)} \left( \frac{1}{2\pi\sigma^2} \right)^{N/2} \exp \left( -\frac{\sum_{n=0}^{N-1} (y(n)/a(n))^2}{2\sigma^2} \right), \quad (1)$$

де  $a$  і  $\sigma$  –  $N+1$  невідомих параметрів, які мають бути оцінені зі спостереження  $y$ .

Для того, щоб знайти екстремум логарифма функції правдоподібності, необхідно покласти похідну логарифма функції правдоподібності  $s_a = 0$ :

$$-\frac{N(N-1)}{2a} + \frac{1}{a\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} n a^{-2n} y(n)^2 = 0. \quad (2)$$

Логарифм функції правдоподібності буде максимальним тоді, коли друга його похідна в точці  $a^*$  буде від'ємною.

Аналогічно можна оцінити потужність розсіювання ревербераційного хвоста. Диференціюючи логарифм функції правдоподібності по  $\sigma$  отримаємо:

$$s_\sigma(\sigma; y, a) = \frac{\partial \ln L(y; a, \sigma)}{\partial \sigma} = -\frac{N}{\sigma} + \frac{1}{\sigma^3} \sum_{n=0}^{N-1} a^{-2n} y(n)^2. \quad (3)$$

Вираз (3) досягає екстремуму, коли

$$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a^{-2n} y(n)^2. \quad (4)$$

Деяке значення  $\sigma^*$  задовольняє вираз (4).

В роботі [4] представлений покращений алгоритм сліпої оцінки ЧР – розглядаються лише ті ділянки сигналу, на яких енергія загасає, адже вони містять інформацію про ЧР. Тоді інші ділянки мовного сигналу не аналізуються. Тим самим зменшується обсяг обчислень, підвищується точність вимірювань та стійкість алгоритму до дії завади. Мовний сигнал поділяють на фрейми:

$$x_f(\lambda, m) = x(\lambda M_\Delta + m), \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad (5)$$

де  $\lambda$  – номер фрейму,  $M_\Delta$  – зсув фрейму,  $M$  – кількість відліків в фреймі,  $m$  – номер відліку всередині фрейму.

Фрейм в свою чергу розбивається на підфрейми:

$$y(\lambda, l, k) = x_f(\lambda, lP + k), \quad k = 0, 1, \dots, P-1, \quad l = 0, 1, \dots, L-1, \quad (6)$$

де  $l$  – номер підфрейму, який складається з  $P$  відліків,  $k$  – номер відліку в підфреймі.

Після цього необхідно перевірити чи спадає енергія в підфреймах всередині фрейму за такими правилами:

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{P-1} y^2(\lambda, l, k) &> w_{l+1}^{(\text{var})} \times \sum_{k=0}^{P-1} y^2(\lambda, l+1, k), \\ \max_k \{y(\lambda, l, k)\} &> w_{l+1}^{(\text{max})} \times \max_k \{y(\lambda, l+1, k)\}, \\ \min_k \{y(\lambda, l, k)\} &< w_{l+1}^{(\text{min})} \times \min_k \{y(\lambda, l+1, k)\}, \end{aligned} \quad (7)$$

де номер підфрейму  $l = 0, 1, \dots, L - 2$ , а ваговий фактор  $0 \leq w_l \leq 1$ . Якщо хоча б одна з умов (7) порушується, необхідно перевірити, чи досяг лічильник / свого мінімального значення  $1 < l_{\min} < L - 2$ . Якщо жоден підфрейм всередині фрейму не задовольняє (7), аналізується наступний фрейм. В іншому випадку підфрейми визначаються як сегмент, на якому звук загасає. Після цього на сегменті оцінюють ЧР методом МП.

### Методика та результати дослідження

Експерименти проводились у двох напрямках:

1. З'ясування причини встановлення означеного діапазону вимірювання авторами програмного продукту.
2. Встановлення похибки вимірювання ЧР всліpu.

Для цього чотири чистих мовних сигнали (два сигнали з жіночим голосом і два – з чоловічим на українській, російській та англійській мовах) були спотворені синтезованою реверберацією. З цією метою було синтезовано 22 імпульсні характеристики з часом реверберації від 0,2 до 2,3 с з кроком 0,1с.

Синтез IX здійснювався так: спочатку формувалася огинаюча IX, котра потім заповнювалася білим гаусівським шумом.

Після того, як кожний мовний сигнал був згорнутий з 22 IX і був оброблений програмним продуктом для вимірювання часу реверберації всліpu, була розрахована похибка вимірювання ЧР для кожного досліду.

З рис. 1. видно, що похибка вимірювання ЧР всліpu запропонованим програмним продуктом стрімко зростає зі збільшенням значення ЧР.

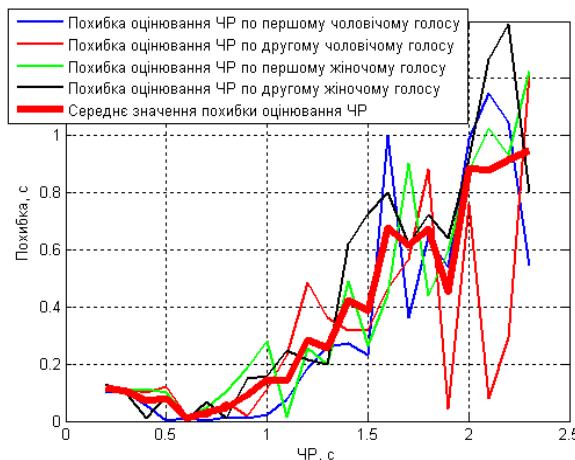


Рис.1. Залежність похибки вимірювання ЧР від значення вимірюваного ЧР.

Також необхідно зазначити, що для коректної роботи алгоритмів придушення реверберації, похибка вимірювання ЧР має становити не більше, ніж 100 мс. Як видно з графіку середнього значення похибки оцінювання ЧР, ця умова виконується на проміжку 0,4-0,9 с.

### **Висновки**

В результаті проведених досліджень були зроблені такі висновки:

1. Похибка вимірювання ЧР сильно залежить від значення ЧР і стрімко зростає починаючи з  $T_{60}=1,1\text{--}1,2$  с.
2. У сенсі використання дослідженого продукту для оцінювання ЧР для подальшої дереверберації сигналу, бажано, щоб  $T_{60}$  становив 0,4-0,9 с, що менше за діапазон вимірювання, зазначений авторами пакету скриптів.
3. Досліджуваний алгоритм потребує подальшого удосконалення для зменшення похибки вимірювання та розширення діапазону вимірювання ЧР.

### **Література**

1. Habets E.A.P. Single- and Multi-Microphone Speech Dereverberation using Spectral Enhancement. – PhD dissertation, Eindhoven, 2007. – 257 p.
2. I. Cohen, “Optimal Speech Enhancement Under Signal Presence Uncertainty Using Log-Spectral Amplitude Estimator,” IEEE Signal Processing Lett., vol. 9, no. 4, pp. 113–116, Apr. 2002.
3. M. Jeub. Blind Reverberation Time Estimation. [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/35740-blind-reverberation-time-estimation>.
4. H. Lollmann, E. Yilmaz, M. Jeub, and P. Vary, “An improved algorithm for blind reverberation time estimation,” In Proc. Intl. Workshop Acoust. Echo Noise Control (IWAENC), Tel-Aviv, Israel, Aug. 2010.

**Рекомендовано до публікації:** д.т.н., проф. Продеус А.М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

## **ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ПРИ ОТОАКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ**

К.В. Бухта

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: [k.kangrem@gmail.com](mailto:k.kangrem@gmail.com)

**Рассматривается явление отоакустической эмиссии (ОАЭ), её основные типы. Указаны способы возбуждения вызванной ОАЭ. Изучен путь сигнала к внутреннему уху и обратно. Сделано предположение об альтернативном пути отраженного сигнала при ОАЭ.**

**Phenomenon of otoacoustic emissions (OAE) and its basic types was considered. Methods of stimulation of transient OAE were shown. The way of signal to the inner ear and back was studied. The hypothesis about alternative way of the reflected signal was made.**

**Ключевые слова:** отоакустическая эмиссия, круглое окно, улитка.

**Key words:** otoacoustic emissions, round window, cochlea.

### **Введение**

Слух является одним из ключевых способов восприятия мира. Поэтому с первых дней жизни человека важно знать о наличии нарушений. Самым простым и удобным способом проверки работоспособности слуховой системы является проведение теста отоакустической эмиссии.

ОАЭ представляет собой акустический ответ, являющийся отражением нормального функционирования слухового рецептора. Это чрезвычайно слабые звуковые колебания, генерируемые улиткой, которые могут быть зарегистрированы в наружном слуховом проходе[1].

Тест проводится подачей сигналов через наружный слуховой проход и регистрацией ответа с помощью высокочувствительного микрофона. Наличие ответа говорит о наличии восприятия.

Целью работы является исследование пути следования не только сигнала, который улавливается ухом, но и ОАЭ, которая улавливается микрофоном.

### **Классификация и роль ОАЭ**

ОАЭ делят на два основных класса – спонтанную и вызванную. Спонтанная ОАЭ может быть зарегистрирована в наружном слуховом проходе человека в отсутствие звуковой стимуляции.

Вызванная ОАЭ регистрируется в ответ на звуковую стимуляцию и, в свою очередь, делится на несколько подтипов:

- задержанную вызванную ОАЭ (ЗВОАЭ);
- ОАЭ на частоте продукта искажения;
- ОАЭ на частоте стимуляции.

Стимулами для возбуждения ЗВОАЭ служат тональные сигналы либо широкополосные акустические щелчки длительностью 80-100 мкс, предъявляемые с частотой повторений 20-50/с и интенсивностью 80 дБ пикового эквивалента уровня звукового давления, что соответствует 45 дБ порога слуховой чувствительности. [1]

Путь, который проходит звуковая волна в ухе для того чтобы человек мог уловить звук, подробно рассматривается во многих источниках.

Поперечный разрез периферического отдела слуховой системы представлен на рис. 1.

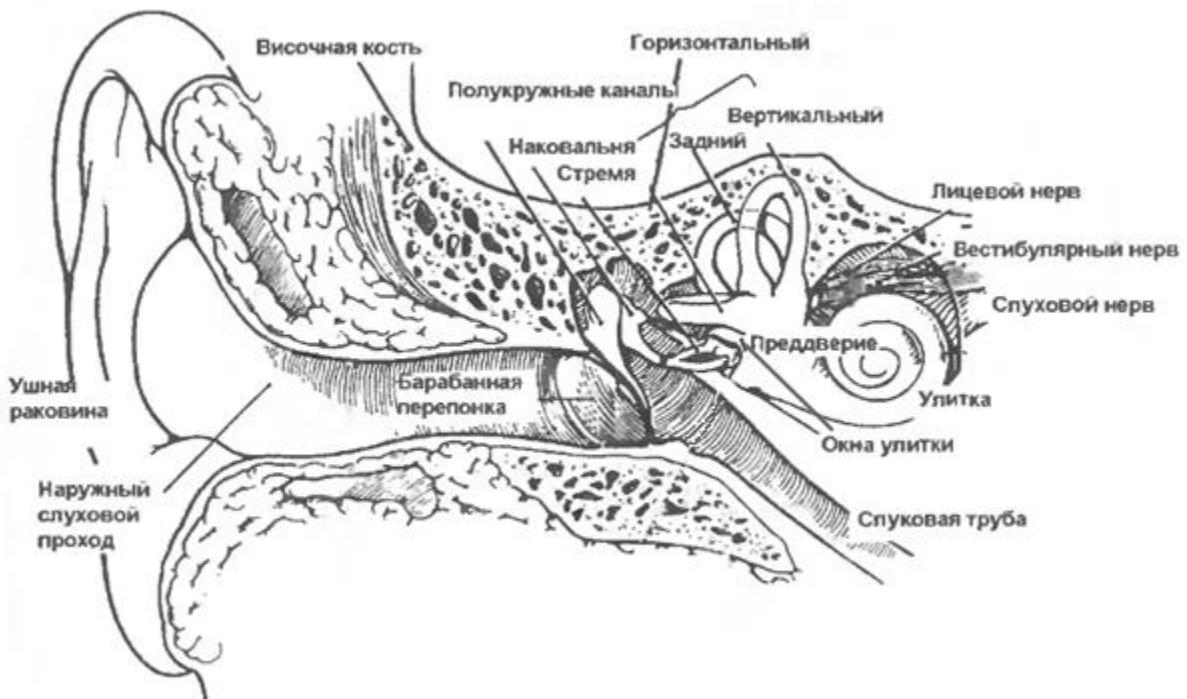


Рис. 1

Проникнув в наружный слуховой проход, звуковая волна доходит до барабанной перепонки, которая представляет собой натянутую мембрану. Барабанная перепонка начинает двигаться в результате колебаний давления в наружном слуховом проходе. Движение перепонки передается к системе из трех косточек – молоточка, наковальни и стремени. Стремя имеет форму, оправдывающую его название, и одним концом упирается в овальное окно (окно преддверия) – отверстие, ведущее во внутреннее ухо, которое представляет собой систему трубочек, называемых лабиринтом. Частью лабиринта является улитка – наиболее сложная часть уха. Внешне она напоминает раковину улитки и состоит из спиральной трубочки, которая заполнена жидкостью – перилимфой. Улитка имеет два с половиной витка. Сечение витка можно увидеть на рис. 2. Перегородка разделяет улитку на верхний и нижний каналы, которые соединяются геликотермой. Движение стремени в овальном окне вызывает колебания перилимфы, возможные благодаря тому, что круглое окно, расположенное в конце нижнего канала, затянуто гибкой мембранны, которая допускает, перемещение практически несжимаемой жидкости. Перегородка улитки содержит эндодолимфу и состоит из двух мембран -

Рейсснера и базилярной. Между ними находится орган Корти, содержащий приблизительно 24 000 волосковых клеток, расположенных на базилярной мемbrane, имеющей волокнистую структуру. [2] Колебания жидкости вызывают колебания волосковых клеток, которые передаются слуховому нерву. Таким образом волосковые клетки преобразуют механическую информацию в нервную.

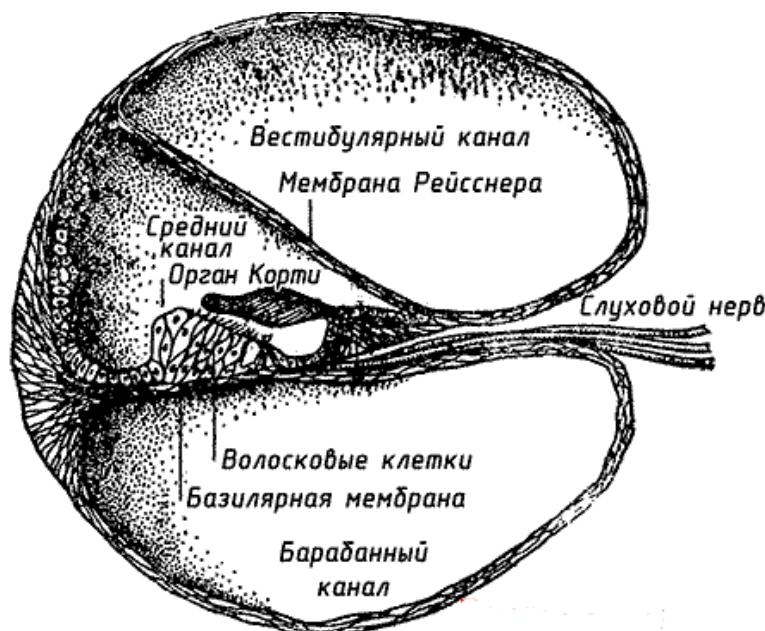


Рис. 2

Именно движения этих клеток производят обратно направленные звуковые волны, которые можно уловить высокочувствительным микрофоном в наружном слуховом проходе.

Но по какому пути сигнал возвращается обратно?

Этот вопрос исследователи обычно обходят своим вниманием, полагая, что путь является одинаковым в обе стороны, как бы парадоксально это ни было.

Считается, что колебательные движения базилярной мембранны порождают колебания разности давления жидкости на вторичной барабанной перепонке и окне преддверия, порождая вибрации косточек барабанной перепонки и, следовательно, ОАЭ. [3]

Система слуховых косточек работает как трансформатор, передавая от барабанной перепонки к овальному окну звуковую энергию, усиленную в 16-20 раз. Следовательно, если бы этот сильный сигнал передавался указанным путем и обратно, то мы бы не могли получить сигнал такой силы на выходе.

Потому предлагается другой путь сигнала, минуя овальное окно и слуховые косточки. На основе информации, имеющейся в литературе, сделано предположение о том, что альтернативным путем отраженного сигнала, возникающего в улитке (как реакция на звуковой сигнал, подаваемый в наружный слуховой проход) является: круглое окно - воздушная полость между барабанной перепонкой и входом в улитку-барабанная перепонка - наружный слуховой проход.

**Выводы**

В данной работе было рассмотрено явление ОАЭ и его основные виды. Также был проведен анализ пути следования сигнала и сделано предположение о том, что путь обратного сигнала является следующим: круглое окно- воздушная полость между барабанной перепонкой и входом в улитку-барабанная перепонка -наружный слуховой проход.

**Литература**

1. Альтман Я. А. Руководство по аудиологии / Я.А.Альтман, Г.А.Тавартиладзе. – М. :ДМК Пресс, 2003. – 360 с.
2. Тэйлор, Р. Шум / Руперт Тэйлор ; перевод с англ. А.Тополева ; под ред. М.А.Исаковича. – М. : Мир, 1978. – 308 с.
3. Kemp D.T. Otoacoustic emissions, their origin in cochlear function, and use / D.T. Kemp // British Medical Bulletin. – 2002. – V. 63. – P. 223-241.

**Рекомендовано к публикации:** д.т.н., проф. Дидковский В.С.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ААЭ, Киев, Украина.

УДК 534.8

## **ИССЛЕДОВАНИЕ УСЛОВИЙ АКУСТИЧЕСКОГО КОНТАКТА МЕЖДУ ДВУМЯ ГОРНОЛЫЖНИКАМИ В УСЛОВИЯХ ВНЕШНИХ ПОМЕХ**

А.В. Егоров

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: lashpandayk1995@gmail.com

**В данной статье рассматривается выбор микрофона для обнаружения голосовых сигналов на фоне помех для горнолыжного шлема. Сам шлем предназначен для приема, передачи и воспроизведения акустических сигналов между двумя спортсменами.**

**This article explains how to choose the microphone to detect voice signals against interference for ski helmet. Helmet itself is designed for the reception, transmission and reproduction of acoustic signals between the two athletes.**

**Ключові слова:** прием, передача, воспроизведение, шлем.

**Key words:** reception, transmission, reproduction, helmet.

### **Введение**

В наше время связь является ключевым элементом нашей повседневной жизни. Люди хотят быть «на связи» в любой момент жизни и если вчера для этого было достаточно обычного мобильного телефона, то на сегодняшний день человечество требует большего. Именно по этому уже создаются технологии для комфорtnого общения в условиях разного рода помех, таких как: шум транспорта, ветра, разговоры других людей.

Имеющаяся аппаратура приема, передачи и воспроизведения звука еще не успела достичь спортсменов, занимающихся экстремальными видами спорта, что привело к необходимости разработки специальных технических средств для исполнения этих целей в условиях повышенной нагрузки и шумности.

### **Выбор микрофона**

Основной проблемой голосового контакта между двумя (или больше) людьми в экстремальных условиях является микрофон на который действуют различного рода помехи. В основном этими помехами являются шумы ветра. Поэтому для того, чтобы голос говорящего человека был передан как можно чётче, нужно подобрать микрофон(ы), которые будут полностью удовлетворять нас своими характеристиками.

Для выполнения чёткого приема голосового сигнала следует применять микрофоны, отличающейся высокой пространственной избирательностью, благодаря которой выделяют полезный сигнал при наличии равномерно или неравномерно распределенных в пространстве акустических помех. Такие микрофоны называются остронаправленными. По заданным параметрам микрофонов выделим некоторую группу так или иначе удовлетворяющих типов

микрофонов. В эту группу вошли такие типы микрофонов: пьезоэлектрические, электретные и радиомикрофоны.

Радиомикрофоны имеют один большой плюс: в них уже встроено устройство, которое может передавать записанный сигнал с микрофона, но также они имеют ряд недостатков: достаточно большой размер самого устройства, что не приемлемо для данного проекта, так как микрофоны должны располагаться в оголовье (горнолыжного) шлема; второй причиной, по которой данный тип микрофонов не является подходящим, является их характеристика направленности, которая недостаточно остронаправленная для данной ситуации[1].

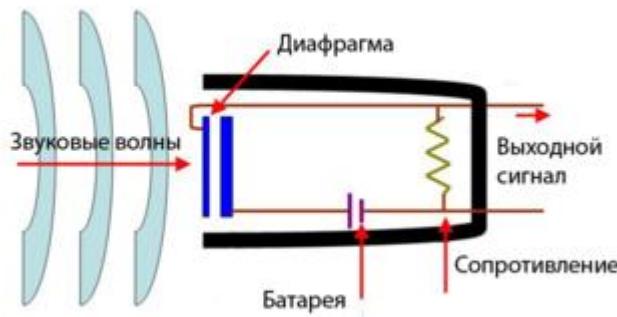


**Рис.1. Обобщенная структурная схема радиомикрофона**

Второй тип микрофонов, который можно было бы использовать в горнолыжном шлеме для приема речи человека, является пьезоэлектрический тип микрофонов. Они обладают рядом достоинств: простота устройства, малый вес и габариты. Но они также имеют и свои недостатки, к которым относятся: высокое внутреннее сопротивление, имеющее емкостный характер, значительную неравномерность частотной характеристики, недостаточную эксплуатационную надёжность (хрупкость, гигроскопичность), зависимость параметров от температуры, а также их достаточно высокая цена. Проанализировав эти данные, можно сделать вывод, что данный тип микрофонов не рационально использовать в столь сложных метеорологических и экстремальных условиях.

Последним типом рассматриваемых микрофонов является электретный микрофон-микрофон с принципом действия, сходным с микрофонами конденсаторного типа, использующий в качестве неподвижной обкладки конденсатора и источника постоянного напряжения пластины из электрета. Используется способность этих материалов сохранять поверхностный заряд в течение длительного времени. Изобретён японским учёным Ёгути в начале 1920-х годов. Тонкая пленка из гомоэлектрета помещается в зазор конденсаторного микрофона либо наносится на одну из обкладок. Это приводит к появлению некоторого постоянного заряда конденсатора. При изменении ёмкости, вследствие смещения мембранны, на конденсаторе появляется изменение напряжения, соответствующее акустическому сигналу.

В самой конструкции современного микрофона предусмотрен предусилитель, поэтому необходимо соблюдать полярность подключения и обеспечить питанием транзистор предусилителя. Это достигается подачей на микрофон фантомного питания. Например, некоторые звуковые карты предусматривают фантомное питание во входах для микрофонов. Некоторые модели электретных микрофонов снабжаются собственным автономным источником питания (аккумуляторы или батарейки)[2].



**Рис.2. Устройство электретного микрофона**

### Выводы

В результате проведенного анализа можно сделать вывод, что в сложных условиях для максимально точной передачи речевого сигнала следует использовать электретные микрофоны. Они соответствуют всем заданным параметрам: малый размер микрофона, нужная чувствительность и остронаправленность, стойкость к механическому воздействию.

### Литература

1. Ковалгин Ю.А., Алдошин И.А. Электроакустика и звуковое вещание. – Москва: Горячая линия- Телеком, 2007. – 873с.
2. Вахитов Ш.Я., Ковалгин Ю.А. Акустика. – Москва: Горячая линия- Телеком, 2009. – 662с.

**Рекомендовано к публикации:** д.т.н., проф. Дидковский В.С.  
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ААЭ, Киев, Украина

УДК 534.756

## ИССЛЕДОВАНИЕ АКУСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ НАРУЖНОГО УХА ЧЕЛОВЕКА

П.Л. Семенов

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: the6best6of6the6best@i.ua

**В статье рассмотрен вопрос исследования ушной раковины и слухового канала, процесс восприятия звука ухом человека, прохождения акустической волны через слуховой канал, частоты на которых проявляются резонансы наружного уха.**

**In the article the question of the study of the ear and the auditory canal, a process of sound perception of the human ear, the passage of acoustic waves through the ear canal, the frequency at which resonances occur.**

**Ключевые слова:**наружноеухо, ушная раковина, слуховой канал, резонанс.

**Key words:** outer ear, ear pinna, ear canal, resonance.

### Введение

Ушная раковина у живых организмов работает как приемник звуковых волн, которые затем передаются во внутреннюю часть слухового аппарата. Значение ушной раковины у человека намного меньше, чем у животных, поэтому у человека она практически неподвижна. Но вот многие звери, поводя ушами, способны гораздо точнее, чем человек, определить нахождение источника звука.

### Распространение звука в ушной раковине и слуховом канале

Ушной канал составляет приблизительно 25 мм в длину и 7 мм в диаметре. Соответствующий четверти длины волны резонанс вблизи 2,5 кГц с приблизительно усиливает давление на 10 дБ [1;2]; (Shaw 1974). Значительные изменения в размерах слухового прохода и свойствах стенки наружного слухового прохода имеют место до возраста 24 месяцев (Киф и др. 1993).

Ушная раковина имеет высоту 19 мм, ширину 16 мм и глубину около 10 мм. Существует значительное индивидуальные различия в этих размерах ушной раковины (Algazi и др. 2001). Резонанс в диапазоне 4-5 кГц, приводит к приросту давления около 10 дБ. Благодаря ушной раковине и слуховому каналу происходит усиление давления, почти не зависящее от угла прихода звука в свободном поле, которое начинается примерно на 1,5 кГц и достигает максимального усиления до 20 дБ вблизи 3-4 кГц и затем снова снижается. На частотах выше 5 кГц, ширина и глубина ушной раковины становится важной и возбуждение на этих частотах зависит от угла падающего звука[1].

Открытый торец наружного слухового канала выходит в главную полость ушной раковины. Таким образом ушная раковина связана непосредственно со слуховым каналом и нагружена на его акустическое сопротивление. По своему акустическому действию ушная раковина представляет собой линейный фильтр, характеристика передачи которого зависит от

направления на источник звука и расстояние до него. Таким образом, внося в принимаемые звуковые сигналы линейные искажения, зависящие от направления прихода к отдаленности источника, ушные раковины выполняют как бы функцию преобразования пространственных признаков звукового поля во времени.

Представления об ушных раковинах как об отражателях звука привел Батье (Батье, 1967, 1968). В своих рассуждениях Батье учитывал интерференцию между прямым и отраженным от ушных раковин звуком. Зависимость функции передачи звука в раковинах от направления на источник звука и расстояния от него он объяснял различиями в длине путей прямого и отраженного звуков. Отражения, по мнению Батье, в основном возникают на бугорках раковин; другим элементам он так же приписывал вполне определенные функции. Схематически эти представления изображены на рисунке 1.

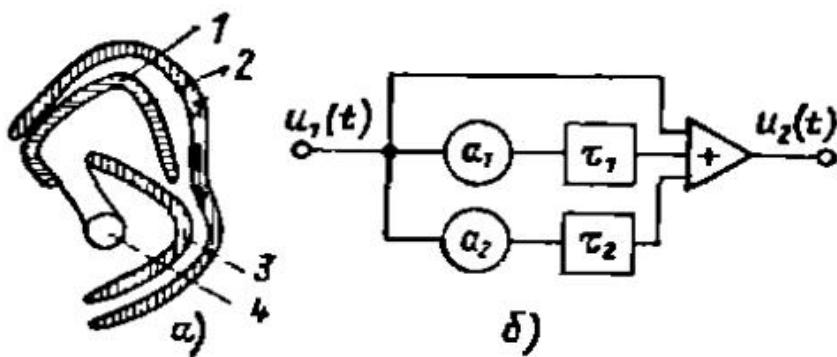


Рис.1. Модель ушной раковины (а), электрическая эквивалентная схема модели для случая источника звука в горизонтальной плоскости (б)

1 – детектор угла возвышения; 2 – сдвоенный рефлектор для детектирования удаленности источника; 3 – детектор азимута; 4 – вход слухового канала.

Наряду с отраженными (или вместо) возникает и рассеяние, следовательно и отраженных сигналов с различными временными задержками будет много.

Другими путем для исследования процессов в ушных раковинах, а именно рассмотрением их свойств в частотной области пошли Шоу и Тераничи [1]. В экспериментах, проведенных на модели наружного уха и на живом ухе, они с помощью акустических зондов измеряли функцию передачи звукового давления при равных условиях прихода звуковой волны (рис 2). Им удалось установить происхождение пиков и провалов частотной характеристики коэффициента передачи (правда, только для случая прихода звука по направлению слуховой оси).

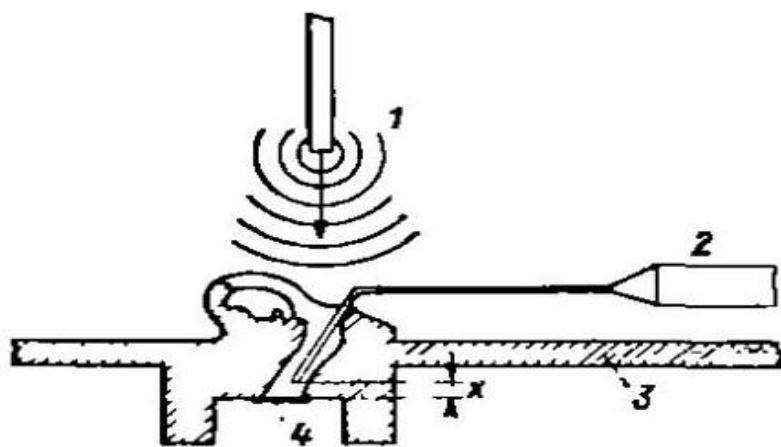


Рис.2. Установка для модельных исследований звуковых процессов в ушной раковине.  
1 – источник сферической волны; 2 – зонд; 3 – основание; 4 – жесткая перегородка.

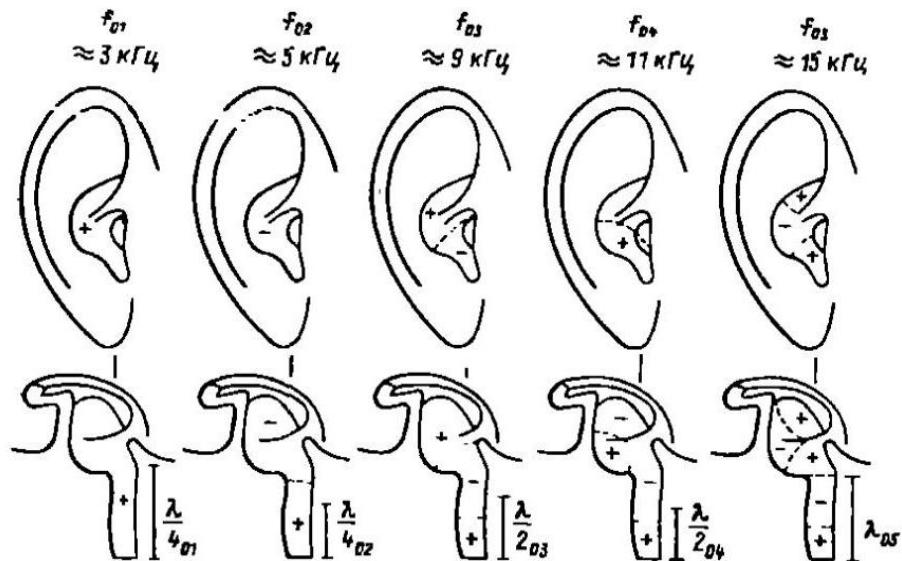


Рис.3. Распределение давления на резонансных частотах в модели наружного уха с отражающей перегородкой. Пунктиром показаны узловые поверхности звукового давления.

Частоты резонансов совпадают с максимумами на частотной характеристики коэффициента передачи звука на участке от источника до входа в слуховой канал. Возникновение этих максимумов объясняется обнаруженными резонансами системы. Первая собственная частота – около 3 кГц – это, по-видимому, частота четвертьволнового резонанса трубы, закрытой на одном конце жесткой перегородкой. Эффективная длина трубы оказывается равной 30мм, что на 1/3 больше слухового канала модели.

На второй резонансной частоте 5 кГц область максимума давления простирается на всю полость ушной раковины. Распределение давления оказывается почти таким же, как при полностью заглушенном входе слухового канала, закрытым заглушкой.

Шоу и Тераничи назвали резонанс на второй частоте четвертьволновым резонансом «глубины» главной полости ушной раковины. Около половины эффективного значения глубины они приписывали эффекту сужения, указывая, что этот первый резонанс главной полости вызывает синфазные колебания на всех поверхностях, граничащих со звуковым полем. Таким образом, резонанс демпфируется большим акустическим сопротивлением излучения и резонансная кривая становится шире.

### **Влияние наружного уха и головы на пространственное восприятие**

Численно разница во времени прихода сигнала в левое и правое ухо, составляющая от 0 до 1 мс, смещает мнимый источник звука в сторону того уха, которое воспринимает сигнал раньше. Такой способ определения направления прихода звука используется мозгом в полосе частот от 300 Гц до 1 кГц. Направление прихода звука для частот выше 1 кГц определяется мозгом человека путем анализа громкости звука. Дело в том, что звуковые волны с частотой выше 1 кГц быстро затухают в воздушном пространстве. Поэтому интенсивность звуковых волн, доходящих до левого и правого ушей сл�шателя, отличаются, что позволяет мозгу определять направление прихода сигнала по разнице амплитуд. Если звук в одном ухе слышен лучше, чем в другом, следовательно, источник звука находится со стороны того уха, в котором он слышен лучше. Способность мозга определять направление прихода звука по разнице во времени прихода сигнала в левое и правое ухо, а также путем анализа громкости сигнала используется в стереофонии.

### **Выводы**

В данной работе я обработал источники литературы, которые описывают, как человек воспринимает звук внешним ухом. Выяснилось, что резонанс внешнего уха проявляется сильнее тогда, когда звук приходит из направления перед слуховой осью, и слабее из направления за слуховой осью. А так же, что на некоторых частотах вблизи ушной раковины появляется неравномерность, зависящая от направления прихода звука.

### **Литература**

1. Shaw, E. A. and R. Teranishi (1968). "Sound pressure generated in an external-ear replica and real human ears by a nearby point source." J Acoust Soc Am 44(1): 240-9.
2. Békésy, G. v. (1960). Experiments in hearing. New York, AIP Press.
3. Блауэрт Й.(1979) "Пространственный слух" Пер. с нем.- М.: Энергия. 1979 – 224 с. с ил.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Лунева С.А.

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, кафедра ААЭ, Київ, Україна

УДК 534.78,004.934

## ОЦЕНИВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ РЕЧИ К ВОЗДЕЙСТВИЮ ШУМОВ ОКРУЖЕНИЯ

К. А. Кухаричева

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: katerynakt@gmail.com

Произведено оценивание работоспособности системы автоматического распознавания речи на примере аддитивных смесей речевого сигнала и реального шума окружения с разными соотношениями «сигнал-шум» с помощью программного инструментария Hidden Markov Model Toolkit (HTK).

An accuracy assessment of automatic speech recognition system was carried out by using additive mixtures of speech and environment noise with a different signal to noise ratio. The Hidden Markov Model Toolkit (HTK) was used for this purpose.

**Ключевые слова:** распознавание речи, аудиоаналитика, качество системы распознавания, шумы окружения.

**Key words:** speech recognition, recognition system accuracy, environmental noise.

### Введение

Анализ влияния зашумленности сигнала на точность распознавания речи является важной задачей при моделировании систем автоматического распознавания речи (APP) (1). Поскольку шумовая помеха может существенно снизить качество работы системы, необходимо определить такие отношения сигнал-шум, при которых будет обеспечиваться достаточная точность. В работе (2) был рассмотрен вопрос влияния белого, розового и коричневого шумов, а также несогласованности условий обучения и тестирования на качество системы APP, однако ранее не было исследовано действие реальных шумов окружения, в котором предполагается эксплуатация системы.

Целью данной работы является оценка точности распознавания системы APP при воздействии на вход системы тестовых сигналов, зашумленных реальными шумами, имеющими разное отношение «сигнал-шум». Это является актуальной задачей для случаев, когда система APP является составной частью органов управления приборами и устройствами, которые используются в условиях с высоким уровнем фоновых шумов.

### Оценивание качества работы системы автоматического распознавания речи

Для анализа качества работы системы APP в программном комплексе HTK (3) проводится построковое сопоставление выходных последовательностей слов с соответствующими файлами транскрипций, основанное на алгоритме динамического программирования. При этом предусмотрены две меры качества системы: %Correct, в котором учитываются только идентичные слова входных и выходных словесных последовательностей, и %Acc, для которого

производится сравнение этих же файлов на предмет наличия вставок, замен и удалений. Эти коэффициенты рассчитываются по формулам (1) и (2) соответственно:

$$\% \text{Correct} = \frac{H}{N} \cdot 100\% \quad (1)$$

$$\% \text{Acc} = \frac{H - I}{N} \cdot 100\% , \quad (2)$$

где  $H$  – количество верно распознанных слов,  $N$  – общее количество слов в тестовой выборке,  $I$  – количество вставок – случайных шумов различной природы, которые ошибочно определяются системой как слова (3).

### Постановка и проведение эксперимента

Обучение системы проводилось на предварительно записанной выборке, состоящей из ста образцов 10 слов русского языка (числа от одного до десяти, каждое слово записано 10 раз с различной интонацией). При этом фонемный словарь состоял из 22 фонем русского языка. Использовались 39-мерные классификационные признаки типа MFCC\_0\_D\_A (мел-частотные кепстральные коэффициенты). Отношение сигнал-шум ( $SNR$ ) для обучающей выборки – 40 дБ; параметры сигналов: частота дискретизации  $f_d = 16$  кГц, квантование глубиной 16 бит.

Для обучения и тестирования была сформирована смесь

$$s(t) = k \cdot x(t) + n(t), \quad (3)$$

где  $x(t)$  – речевой сигнал,  $n(t)$  – шум,  $k$  – поправочный коэффициент, обеспечивающий необходимое соотношение сигнал-шум  $SNR_0$  и рассчитываемый по формуле (1):

$$k = 10^{0.05(SNR_0 - SNR)} \quad (4)$$

Поскольку решается задача оценивания работоспособности системы в реальных условиях, в качестве шума  $n(t)$  был использован шум окружения, записанный в вестибюле центрального железнодорожного вокзала г. Киева.

Тестовые сигналы представляли собой зашумленные звуковые файлы дискретной речи с записью всех десяти слов, использованных при обучении, с паузами между словами 0,3 – 0,5 с и с разным отношением «сигнал-шум», от 5 до 35 дБ. Полученные результаты оценки устойчивости системы APP к действию шума отображены на рис. 1.

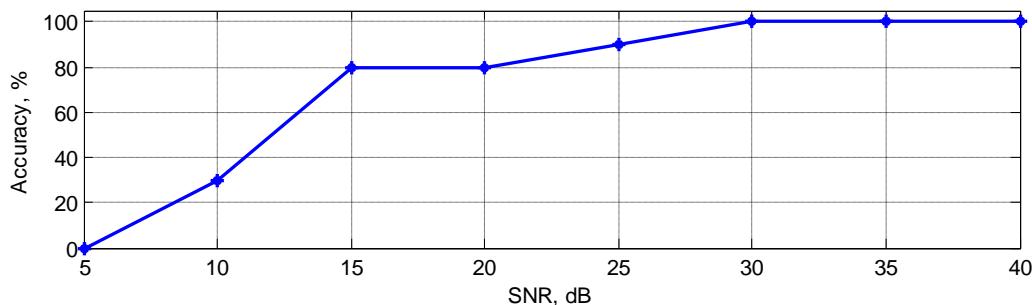


Рис.1. Зависимость точности распознавания системы APP от отношения «сигнал-шум»

**Выводы**

Проведено оценивание устойчивости системы APP к действию шумов окружения. Показано, что система обеспечивает высокую точность распознавания при значении  $SNR \geq 15dB$ . В дальнейшем предполагается уточнить и обобщить полученные результаты, увеличив разнообразие шумов окружения.

**Литература**

1. Дідковський В.С., Дідковська М.В., Продеус А.М. Комп'ютерна обробка акустичних сигналів: Навчальний посібник. – Київ., 2010. – 430 с.
2. Солодкий Д.В., Паладийчук В.В. Влияние несогласованности условий обучения и тестирования при автоматическом распознавании речи // VIII Междунар. конф. молодых ученых «Электроника – 2015». – К., 2015. - С. 253-257.
3. Young, S., Evermann, G., Gales, M., Hain, T., Kershaw, D., Liu, X. A. (2006). *The HTK Book (for HTK Version 3.4)*. Cambridge: Cambridge University Engineering Department. p. 289-292.

**Рекомендовано к публикации:** д.т.н., проф. Продеус А.Н.

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, кафедра ААЭ, Київ, Україна

УДК 534.231

**МЕХАНИЧЕСКИЕ ПОЛЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ  
КОМПЕНСИРОВАННОЙ КОНСТРУКЦИИ В ПРИСУТСТВИИ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО  
АКУСТИЧЕСКОГО ЭКРАНА**

Я.І.Старовйт

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [starovoyt.yaroslav@gmail.com](mailto:starovoyt.yaroslav@gmail.com)

В статье произведен численный анализ частотных зависимостей механических полей цилиндрического пьезокерамического излучателя компенсированной конструкции в присутствии акустически мягкого цилиндрического экрана. Установлены физические причины изменения этих полей под влиянием экрана. Определены закономерности поведения механических полей системы «излучатель-экран» в зависимости от частоты и размеров экрана.

In the article numerical analysis of the frequency dependencies of the mechanical fields of the cylindrical piezoceramic transducer of compensated design situated near the cylindrical acoustically soft baffle is derived. Established the physical purposes of changing of this fields caused by the baffle. Determined the regularities of actions of the mechanical fields of the system "transducer-shield" depending from the frequency and the size of the baffle.

**Ключевые слова:** механические поля, цилиндрический излучатель, компенсированная конструкция, акустически мягкий экран

**Key words:**mechanical fields, cylindrical transducer, compensated design, acoustically soft baffle

### Введение

Решена сквозная задача излучения звука системой из двух элементов «излучатель-экран», расположенной в жидкой среде. При этом учитываются как реакция среды на возбуждение в ней звукового поля так и взаимодействие между преобразователем и экраном в системе. Существующие методы расчета для такого типа систем основываются на допущении, что нормальные составляющие колебательных скоростей на поверхностях излучателей заданы. Однако, учитывая то, что излучающие антенны имеют максимальную энергетическую эффективность только при работе в области резонансных частот их преобразователей, то этот факт исключает возможность учета изменений значений этих колебательных скоростей во время работы антенны, возникающих за счет реакции среды и за счет взаимодействия излучателя и экрана между собой по акустическому полю. Целью данной работы является исследование формирования механических полей цилиндрическим пьезокерамическим преобразователем компенсированной конструкции, расположенным вблизи акустически мягкого цилиндрического экрана.

### Результаты исследования

Изучим свойства механического поля цилиндрического пьезокерамического излучателя компенсированной конструкции, расположенного вблизи кругового цилиндрического акустически мягкого экрана. Излучатель имеет окружную поляризацию, образован из  $N = 48$  жестко склеенных призм, включенных параллельно и возбуждаемых гармоническим напряжением 200 В. Внутренняя полость излучателя заполнена водой или жидкостью, волновое сопротивление которой относится к волновому сопротивлению воды как 0,3; 0,5 или 0,8. Средний радиус пьезокерамической оболочки равен 0,068 м, при ее толщине 8 мм. Продольная ось излучателя параллельна продольной оси экрана. Расстояние между внешней стенкой экрана и поверхностью излучателя составляет 5 мм. Расчеты проводились для акустического экрана, который является локально реагирующим и обладает свойствами абсолютно податливого тела, радиус которого: такой же как радиус излучателя; в 3 раза больше и в 5 раз больше.

В качестве изучаемых характеристик механического поля рассматривались частотные и угловые зависимости амплитуд и фаз радиальной колебательной скорости поверхности излучателя. Расчеты численных характеристик механических полей производились с использованием аналитических соотношений, приведенных в работе [2], для тех же параметров излучателей, которые были выбраны в работе [1]. Количество членов в разложениях полей в ряды, удерживаемых при выполнении расчетов, составляла 21. При этом невязка компонент поля на границах раздела областей не превышала 3%.

На рис.1 представлены зависимости модулей амплитуд колебательной скорости поверхности водозаполненного преобразователя для случаев, когда экран находится вдали от преобразователя и когда он находится на расстоянии 5 мм от поверхности преобразователя. При этом рассмотрены случаи, когда экран такой же по размерам как и излучатель, когда он в три раза больше чем излучатель и когда он в пять раз больше чем излучатель.

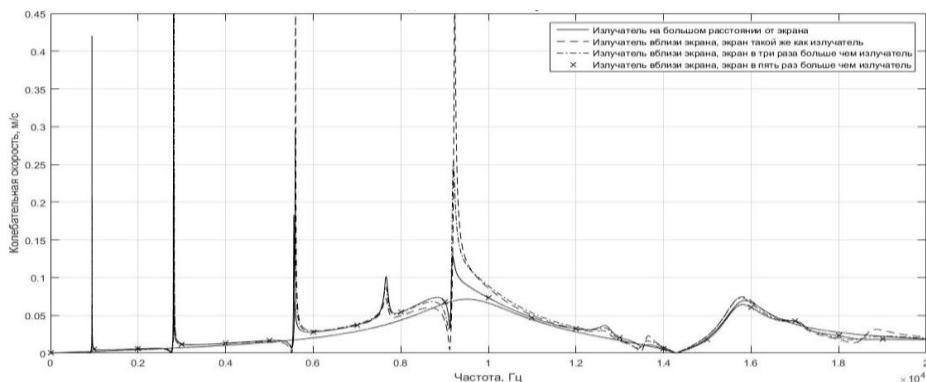


Рис.1

Анализ частотных зависимостей позволяет выделить 3 частотные области: низкочастотную (до 7 кГц), резонансную область (от 7 до 14,5 кГц) и высокочастотную область (от 14,5 кГц и выше). Как видно из приведенных на рис.1 кривых, размещение экрана вблизи излучателя приводит к изменению частотной характеристики излучателя во всех частотных областях. Так, в области низких частот и области резонанса появляются дополнительные

резонансы. Это вызвано возникновением взаимодействия по акустическому полю между излучателем и экраном, которое приводит к возникновению дополнительных мод колебаний. Причиной возникновения этих дополнительных резонансов является нарушение симметрии в системе «излучатель – экран». Распределение колебательной скорости поверхности излучателя, расположенного вблизи цилиндрического акустически мягкого экрана, такого же размера, как и излучатель, по модам приведено на рис.2. Из графиков, приведенных на этом рисунке, видно что амплитуды колебательной скорости на дополнительных модах в низкой и резонансной частотных областях соизмеримы, а в некоторых случаях выше, чем амплитуда колебательной скорости на нулевой моде, на которой и возбуждается излучатель при таком включении. В тоже время в высокочастотной области влияние экрана на частотную характеристику излучателя практически отсутствует.

Как видно из рисунка 1, размер экрана оказывает существенное влияние на амплитуды колебательной скорости экрана в резонансной и низкочастотной областях. При этом, для некоторых дополнительных резонансов, амплитуды резонансов в низкочастотной области оказываются существенно больше, чем амплитуды дополнительных резонансов в резонансной области.

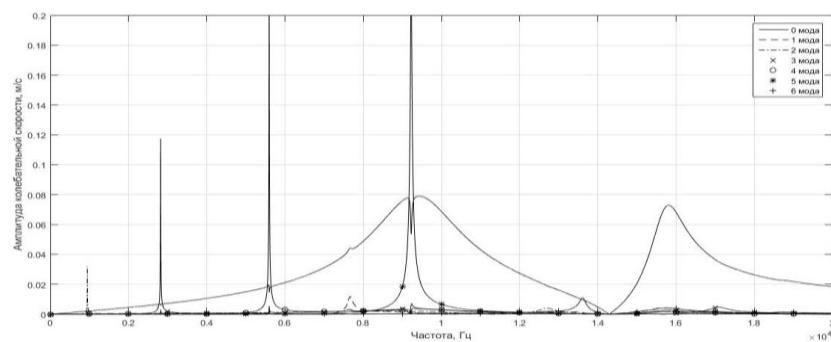


Рис.2

К компенсированным конструкциям преобразователей относятся конструкции, при которых внутренняя полость преобразователя заполнена жидкостью. На рис.3 представлены кривые, демонстрирующие частотные зависимости амплитуд колебательных скоростей преобразователя для различного заполнения его внутренней полости. Рассмотрены случаи, когда внутренняя полость преобразователя заполнена водой, и случаи, когда она заполнялась

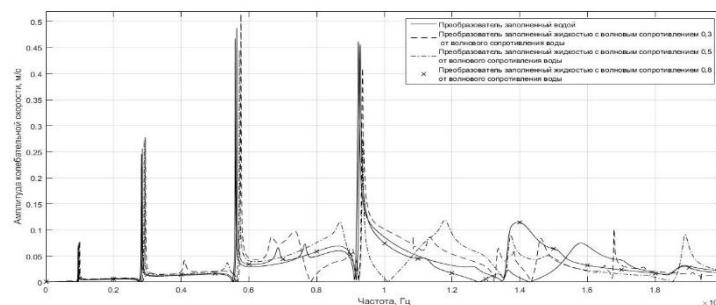


Рис.3

жидкостями с волновыми сопротивлениями равными 0,3, 0,5 и 0,8 относительно волнового сопротивления воды. Преобразователь размещен вблизи экрана такого же радиуса, как и преобразователь. Как видно из приведенных кривых в низкочастотной области различия между частотными характеристиками практически отсутствуют, в то же время, это влияние сильно увеличивается в области первого и второго резонансов. Так изменение волнового сопротивления приводит к смещению резонансов, как видно у преобразователя с самым низким волновым сопротивлением первый резонанс лежит выше, чем у излучателей заполненных жидкостями с более высоким волновым сопротивлением. Наибольшие различия частотной характеристики наблюдаются в высокочастотной области преобразователя. Так наблюдаются сильные смещения по частоте второго резонанса преобразователя. Для излучателя, заполненного жидкостью с самым низким волновым сопротивлением в этой частотной области появляется большое количество дополнительных резонансов.

### **Выводы**

В результате выполненных исследований установлены закономерности формирования механических полей цилиндрического пьезокерамического излучателя компенсированной конструкции в присутствии акустически мягкого цилиндрического экрана. В частности, выявлены возможности появления дополнительных резонансов и условия их возникновения. Установлено, что изменение размера акустически мягкого экрана может служить инструментом управления эффективностью электромеханического преобразования энергии. Также рассмотрено влияние внутреннего заполнения преобразователя на поведение частотной характеристики преобразователя.

### **Литература**

1. Лейко А.Г., Нижник А.И., Старовойт Я.И., Акустические свойства цилиндрических пьезокерамических излучателей силовой и компенсированной конструкции с продольным и поперечным пьезоэффектом // Electronicsandcommunications. – 2013. – №6. – с.62-73.
2. Лейко А.Г., Старовойт Я.И. Физические поля круговых цилиндрических гидроакустических антенн с экраном и цилиндрическими пьезокерамическими излучателями.– 2015. – №3. – с.94-100.
3. Лейко А.Г., Шамарин Ю.Е., Ткаченко В.А. Подводные акустические антенны. Методы расчета звуковых полей. – К.: Аванпостприм, 2000. – 320с.
4. Смарышев М.Д. Направленность гидроакустических антенн – Л.: Судостроение, 1973. – 277с.

**Рекомендовано до публікації:** д.т.н., проф. Лейко О.Г.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна

## СЕКЦІЯ №2: «МІКРО- ТА НАНОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.3

### ДОСЛІДЖЕННЯ НАНОТРАНЗИСТОРІВ НА ОСНОВІ ГРАФЕНУ З ПЛАНАРНОЮ СТРУКТУРОЮ

А.В. Можаровський

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна, e-mail: voice996@gmail.com

У статті досліджувався нанотранзистор на основі графенової стрічки з горизонтальною структурою. Метою роботи є аналіз вхідних і вихідних характеристик транзистора на основі графенової стрічки з планарною структурою. Було проведено дослідження впливу геометричних і електрофізичних параметрів на характеристики нанотранзистора.

The article shows the research of nanotransistor based on graphene ribbons with a horizontal structure. The aim was to explore the input and output characteristics of the transistor based on graphene ribbons with planar structure. It was a study of the influence of geometrical and electrical parameters of the characteristics nanotransistor.

**Ключові слова:** *графен, графенова стрічка, нанотранзистор.*

**Keywords:** *graphene, grapheneribbon, nanotransistor.*

#### Вступ

Для підвищення співвідношення "включено / вимкнено" у графенових транзисторах було запропоновано використання наноструктури зниженої розмірності, такої як нанострічка графену - квазіодновимірна система, в які може бути відкрита енергетична щілина у графені. Схему кристалічної структури листа графену з ідеальними краями типу "крісло" і "зігзаг" показано на рис.1[1].

До теперішнього часу в експериментах отримана достатньоявна залежність величини забороненої зони від ширини графенових стрічок з

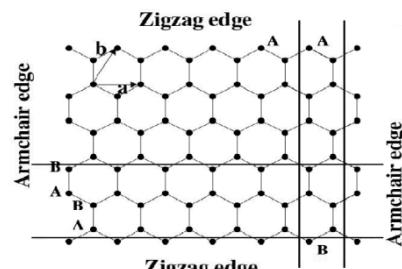


Рис.1. Схема кристалічної структури листа графена.

невизначеними краями. В якості теоретичної оцінки на рис.2 представлені дані розрахунку, одного із експериментів з графеновою стрічкою [2], проведеного з використанням теорії функціонала щільності, які найбільш близькі до експериментальних значень. З рисунка видно, що напівпровідникові властивості графенових нанострічок проявляються тільки до ширини ~10nm, і це залишається основною перешкодою для їх застосування в електроніці.

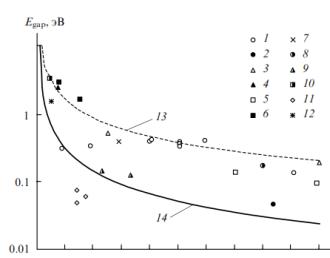


Рис.2. Залежність величини забороненої зони від ширини графенової стрічки.

### 1. Нанотранзистор на основі графена з горизонтальною структурою

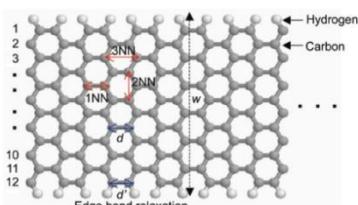


Рис.3. Нанострічки графену типу «крісло».

Була використана напіваналітична модель, що включала крайові ефекти графенових нанострічок типу «крісло». Існування ребер у нанострічках графену типу «крісло» істотно впливає на квантові ємності та балістичні характеристики нанотранзисторів. На рис.3 показана графенова нанострічка типу «крісло», яка була використана при дослідженні і аналізі математичної моделі [3].

На схематичному зображені нанострічки графену (рис.3) показано, що край гексагональної решітки обмежений воднем. Крайові зв'язки мають різну довжину зв'язку і параметри зв'язку для тих атомамів, котрі знаходяться в середині нанострічки внаслідок крайових ефектів. Всі атоми взаємодіють між собою, що додає щільноті нанострічці, це також показано на рисунку: 1NN – взаємодія між першими найближчими сусідніми атомами; 2NN – взаємодія між іншими сусідніми атомами, котрі хоч і мають більшу відстань між собою, ніж перші, але все ж сильно взаємодіють між собою; 3NN – взаємодія між третіми атомами, які мають найбільшу відстань між собою, порівняно із першими та другими, але все ж мають міцну взаємодію між собою.

На рис.4 показана ємнісна модель нанотранзистора на основі графену, яка досліджувалась у даній роботі. На рис.4 (a) показано енергетичний профіль  $E(x)$ , а також показано положення рівня Фермі за різних умов – без (суцільна червона лінія) та з урахуванням потенціалу  $V_D$ .

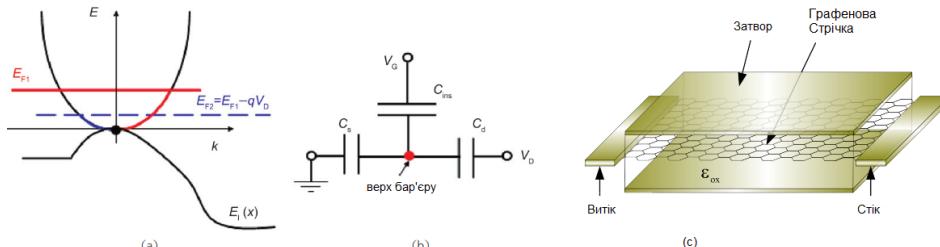


Рис.4. Модель нанотранзистора.

На рис.4 (b) зображена модель ємностей для обчислення послідовного потенціалу у верхній частині бар'єру, де  $C_{ins}$  – вхідна ємність,  $C_s$  – ємність джерела,  $C_d$  – ємність стоку,  $V_D$  – потенціал стоку,  $V_G$  – потенціал на затворі. На рис. 4 (c) показана структура транзистора, котрий моделювався у роботі.

### 2. Модель щільноті струму графенового нанотранзистора

За допомогою закону дисперсії було виведено рівняння [3] для розрахунку щільноті струму у даному нанотранзисторі на основі графенової стрічки:

$$I = \frac{2e k_B T}{h} \left( \ln \left( 1 + e^{\frac{E_F - E_{top}}{k_B T}} \right) - \ln \left( 1 + e^{\frac{E_F - E_{top} - qV_D}{k_B T}} \right) \right),$$

де  $e$  – заряд електрона;  $k_B$  – стала Больцмана;  $T$  – температура;  $h$  – стала Планка;  $E_F$  – енергія Фермі;  $E_{top}$  – енергія із урахуванням ємностей у даній моделі транзистора;  $V_D$  - потенціал на стоці.

Для знаходження  $E_{top}$  було отримано формулу із рівняння електростатики [4], яка отримала вигляд:

$$E_{top} = -e \frac{C_{ins}V_G + C_dV_D - eN}{C_{ins} + C_s + C_d},$$

де  $e$  – заряд електрона;  $C_{ins}$  – вхідна ємність;  $C_s$  – ємність витоку;  $C_d$  – ємність стоку;  $V_D$  – потенціал стоку;  $V_G$  – потенціал на затворі.

Величина  $E_{top}$  була отримана з формули для знаходження кількості носіїв:

$$N = \int_{-\infty}^{+\infty} 0.5 (D(E - E_{top} - \Delta/2)f(E - E_F) + D(E - E_{top} - \Delta/2)f(E - E_F - -eV_D)) dE,$$

де функція  $D(E)$  – щільність енергетичних рівнів; функція  $f(E)$  –

ймовірність заселення рівня зенергією  $E$  електрона (функція розподілу Фермі);  $E_F$  – енергія Фермі; значення  $\Delta/2$  знаходиться із закону дисперсії для графена  $E(k)$  [4]:

$$E(k) = \sqrt{(\Delta/2)^2 + (h\nu_s k)^2},$$

де:

$$\frac{\Delta}{2} = y_1 \left( 2s \cos \frac{p\pi}{m+1} + 1 \right) + y_3 \left( 2s \cos \frac{2p\pi}{m+1} + 1 \right) + \frac{4(y_3 + \Delta y_1)}{m+1} \sin^2 \frac{p\pi}{m+1},$$

де  $p, m, s$  – сталі стрічки графену, які залежать від її розміру та властивостей;  $y_1$  стала величина для графена - 3,2 еВ;  $y_3$  – стала величина для графена, котра дорівнює -0,3 еВ;  $\Delta y_1$  також є сталою величиною для графена, котра дорівнює -0,2 еВ.

Що ж до щільності енергетичних станів, то дана функція бути знайдена за такою формuloю:

$$D(E) = \frac{4\pi}{h^3} (2m_n)^{\frac{3}{2}} E^{\frac{1}{2}},$$

де  $h$  – стала Планка;  $m_n$  – маса електрона.

Для розрахунку щільності станів у запропонованій математичній моделі використано апроксимації [5], які враховують ширину графенової стрічки та доповнюють рівняння ємнісної моделі:

$$D(E) = \frac{4}{3a|t|\pi} \cdot \frac{|E|}{\sqrt{E^2 - \left(\frac{E_G}{2}\right)^2}} \cdot \theta\left(E - \frac{E_G}{2}\right),$$

де  $E_G = \frac{0.8\pi}{2W}$  ( $W$  – ширина нанострічки);  $t = 3$  еВ,  $\theta$  – функція Хевісайда.

Функція ймовірності заселення енергетичних рівнів знаходиться за відомою формuloю [5] :

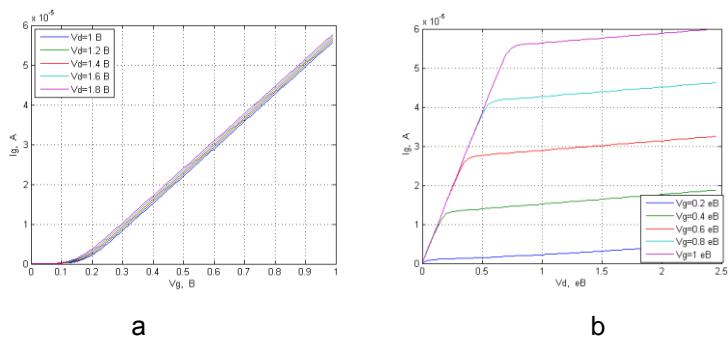
$$f(E) = \frac{1}{\exp\left(\frac{E-E_F}{kT}\right) + 1},$$

де  $k$  – стала Больцмана;  $T$  – температура;  $E_F$  – енергія Фермі.

На основі наведених вище рівнянь та апроксимацій досліджено вольт-амперні характеристики транзистора з каналом у вигляді графенової стрічки планарної структури. Також було досліджено вплив різних параметрів транзистора на вихідні вольт-амперні характеристики нанотранзистора.

### 3. Результати моделювання

На рис.5 показано сімейства вхідних(a) та вихідних(b) вольт-амперних характеристик.



**Рис.5. Сімейство вхідних(a) та вихідних(b) вольт-амперних характеристик транзистора.**

Обчислення наведених вольт-амперних характеристик відбувалось за таких даних:  $C_{bx}$  – вхідна ємність дорівнювала  $5 \cdot 10^{-12}$  Ф;  $C_d$  – ємність витоку дорівнювала  $5 \cdot 10^{-12}$  Ф;  $C_c$  – ємність стоку дорівнювала  $2 \cdot 10^{-12}$  Ф; температура кристалу транзистора дорівнювала 300 К.

### Висновок

Показано перспективи використання графенової стрічки як каналу провідності у нанотранзисторних структурах. У роботі представлено математичну модель та проаналізовано характеристики нанотранзистора на основі графенової стрічки. Для структури транзистора, що досліджується, вибрано апроксимації для розрахунку щільності станів та струму стоку, та наведено порядок розрахунку вольт-амперних характеристик. Наводяться результати з моделювання транзистора на основі графенової нанострічки із планарною структурою. Проведено аналіз вхідної та вихідної вольт – амперної характеристики, котрі були отримані на основі розробленої математичної моделі. Результати моделювання показують, що запропонована математична модель графенового транзистора дозволяє використовувати її як для аналізу, так і оптимізації характеристик транзистора за його геометричними та електрофізичними параметрами.

### Література

4. Рувінський Б.М. Термоелектричний ефект у стрічках допованого графену / Б.М. Рувінський, М.А. Рувінський, 2014. -457р.
5. V.H.O.Barone Nano Lett. / V.H.O.Barone, G.E.Scuseria, 2006. – 6р.
6. P.Zhao, M.Choudhury, K.Mohanram ,J.Guo Computational Model of Edge Effects in Graphene Nanoribbon Transistors 2008. – 2-8р.
7. Gunlycke, D.; White, C. T. Tight-binding energydispersions of armchair-edge graphene nanostrips. Phys. Rev. B 2008, 77, 115116.
8. Парfenов В.В., Закиров Р.Х. Фізика полупровідників 2001. – 60р.

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

**MODELING OF SENSOR BASED ON METAL OXIDE SEMICONDUCTORFIELD EFFECT  
TRANSISTOR WITH EMBEDDED QUANTUM DOTS**

Shulyak Oleksiy

NTUU "KPI", Faculty of electronics, Kiev, Ukrainee-mail: shulyachok@rambler.ru

**Conductometric semiconducting metal oxide sensors have been widely used and investigated in the detection of different molecules. Investigations have indicated that process of detecting is strongly dependent on the various parameters. One of the main influencing factors, the sensitivity of the metal oxide based sensors, changes from materials, sensor based on. In this brief review, attention will be focused on improving the sensitivity of metal oxide sensors.**

**Keywords:** conductivity; metal oxide sensors; sensitivity

### Introduction

The represented work exhibits an investigation and modeling of nanosensors based on metal oxide transistors with embedded quantum dots, different processes and areas of applications research.

Mathematical model of sensor based on metal oxide semiconductor with embedded quantum dots found on output current dependence of different factors. There are shown a few approximation methods and accomplished the assay of principal dependence.

### Modeling

Despite of numerous hindrances that appear when there is a need of numerical modeling today we need to design and project many different sensors with set parameters. However, because of sophisticated calculation and great expenses there are many models and methods which remain unattainable for real design.

As shows practice, in the area of technical researches applying of numerical modeling could not allow to decrease greatly expenses of time and adequate results. In spite of this issue simpler and faster models are developed, but they also are less accurate and precise in computing results.

As an example of those models we designed transistor analytical model (structure shown on Fig.2) based on metal oxide semiconductor, which includes length channel modulation, charges mobility dependence of electrical field, concentration of impurity and temperature [1]:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{K_1 K_B}{\sqrt{L^*}} f(U_D), & U_D < U_{SAT}; \\ \frac{K_1 K_B}{\sqrt{L^*}} f(U_{SAT}), & U_D \geq U_{SAT}, \end{cases} \quad (1)$$

$$K_B = 0,5 \left[ 2 + \left( \sqrt{1 + \frac{2eL}{m\mu_0^2 E_K}} - 1 \right) \exp\left(-\frac{L}{L_{SR}}\right) \right]; \quad (2)$$

$$f(U) = \left[ U^3/3 - 8/15 K_3 (U + K_4)^{5/2} + 4/3 K_3 (U + K_4)^{3/2} (U - K_2) + \right. \\ \left. + (K_3^2/2 - K_2) U^2 + (K_2^2 + K_3^2 K_4) U + \right. \\ \left. + 4/3 K_2 K_3 K_4^{3/2} + 8/15 K_2 K_4^{5/2} \right]^{1/2} \quad (3)$$

$$L^* = L - 3 \sqrt{\frac{12\epsilon\epsilon_0}{eN^*}} U_D; \quad (4)$$

$$K_1 = \mu W C_0 \sqrt{E_K}; \quad (5)$$

$$K_2 = U_G - \varphi_{MS} - 2\varphi_F + Q_D/C_0; \quad (6)$$

$$K_3 = \sqrt{2eN\epsilon\epsilon_0}/C_0; \quad (7)$$

$$K_4 = 2\varphi_F - U_B; \quad (8)$$

L- channel length, W- channel width, m- electron mass,  $L_{SR}$ - static medium length ballistic path of electrons,  $C_0$ - specific dielectric capacity,  $Q_0$ - specific dielectric charge, e- electron charge,  $\epsilon$ - permittivity of the semiconductor,  $U_D$ - drain voltage,  $U_G$ - gate voltage,  $U_B$ - voltage on the substrate,  $U_{SAT}$ - saturation voltage, N- concentration house pulley,  $N^*$ - gradient effective concentration pulley house in the drain-substrate,  $\mu_0$  (N, T ) - mobility of charge carriers,  $E_K$ - critical electric field, T- temperature,  $\varphi_{MS}$  - contact potential difference between semiconductor-metal

The sensitivity of the sensor depends on the following settings:

- purity of semiconductor (concentration of impurities)
- voltage between the substrate and the source (parasitic capacitance)
- geometric dimensions of the structure
- technological structure (materials, manufacturing technology)
- mobility of charge carriers

The first four criteria are determined by the materials based on, technology development and purity.

To accommodate the mobility it is necessary to determine the physical processes which take place in the semiconductor.

The mobility of carriers in the channel is determined by three scattering mechanisms.

#### **A. Scattering on the charged centers**

At the Si-  $\text{SiO}_2$  surface or in the range of 1-2 nm oxide in there are a large number of charged defects. Usually their concentration lay in the range  $10^{10} \dots 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ . According to that, mobility entwines with scattering only by ionized impurity.

It is important to bear in mind that the mechanism for the Coulomb scattering centers is significant only if the electron concentration is low in the channel.

#### **B. Scattering on phonons**

Scattering on lattice vibrations (phonons) depends on the occupation numbers (quantity) phonons ( $N_{ph} \sim T$ ) and increases with increasing temperature

#### **C. scattering at the interface**

As we see on the edge, the surface scattering increases with electric field increasing in the channel. As a result of embedding quantum dots the influence of some scattering mechanisms (such as phonon), are diminished which increases the drift rate to 30% compared with the structure without quantum dots.

The influence of phonon scattering mechanism diminishes, as a result of quantum dots embedding (Fig.1). According to that the drift rate increases on 30 % compared with the structure without quantum dots. [4]

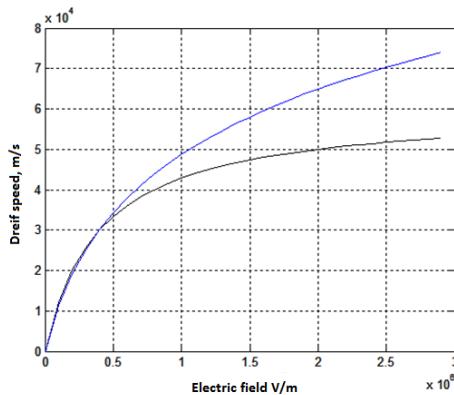


Figure 1 – Increase of mobility after embedding quantum dots

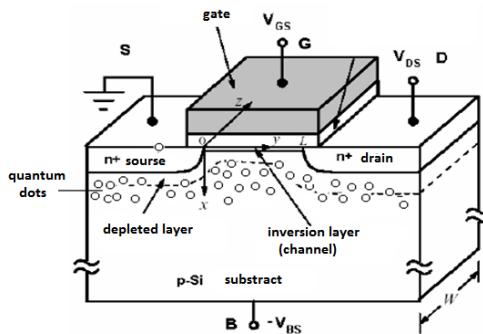


Figure 2- construction of sensor with embedded quantum dots

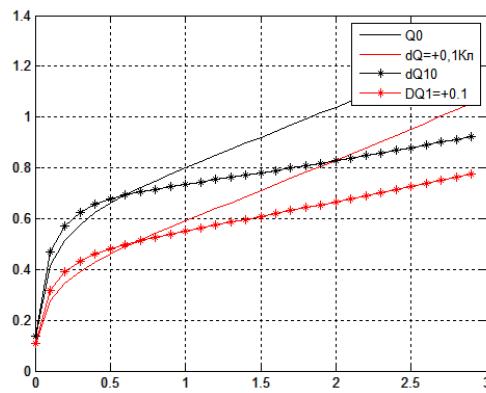


Figure 3-Simulation results. Comparative characteristic of input and output currents change with (continuous) and without quantum dots (stars)

As we see in the figure 3, after quantum dots embedding sensor becomes more sensitive to wit sensor with embedded quantum dots will have bigger difference between currents with the same Voltage.

### Conclusion

In summary, the metal oxide semiconductor sensing process is strongly related to the sensitivity of sensor. The assay of that model shows nice results which prove our destination. We assured and computed that embedding quantum dots increase sensitivity of sensor. Mathematical model can be used for next developments and researches.

### List of references

1. Ryndin E. A., Konoplev B. G. Submicron integrated circuits: basic framework and design. – Taganrog: Publishing house of TRGO, 2001.
  2. Dzyadevich C. V., Biosensors based on ion-selective field-effect transistors: theory, technology, practice, ISSN 0233-7657. Biopolymers and cell. 2004. T. 20. No. 1-2.
  3. Patolsky, F., B. Timko, G. Zheng & C. Lieber (2007) Nanowire-based nanoelectronic devices in the life sciences. *MRS BULLETIN*, 32, 142-149.
- AI Yakimov , AV Dvurechensky , Bloskin AA , A . V. Nenashev . Binding of electron states in multilayer strained Ge/Si heterostructures with kvantovymitochkami 2 diabetes- JETP Letters,2006,83

## СЕКЦІЯ №3: «ФІЗИЧНА ТА БІОМЕДИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.391

### ВИЗНАЧЕННЯ ОПТИМАЛЬНОЇ ДОВЖИНІ ВІКНА ПРИ ПАЦІЄНТ-СПЕЦИФІЧНОМУ ПРОГНОЗУВАННІ ЕПІЛЕПТИЧНИХ НАПАДІВ НА ОСНОВІ ЗВ'ЯЗКІВ МІЖ ОБЛАСТЯМИ МОЗКУ

О.Ю. Панічев

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: oleg.panichev@ukr.net

В даній роботі було досліджено зміни оптимальної довжини вікна для розрахунку кореляції між каналами сигналу ЕЕГ для прогнозування епілептичних нападів. Було підтверджено, що використання ознак, що базуються на кореляції між каналами ЕЕГ, дозволяють досягти високої точності класифікації при пацієнт-специфічному підході прогнозування. Для 17 досліджуваних пацієнтів при оптимальній довжині вікна середнє значення площин під ROC-кривою дорівнює  $0.97 \pm 0.028$ . Оптимальна довжина вікна для розрахунку ознак варіюється від 10 до 300 секунд для різних пацієнтів.

This paper considers changes in optimal window length for calculation of correlations between channels of EEG signal for epileptic seizure prediction. It was confirmed that correlation based features allow to obtain high values of classification performance for patient-specific epileptic seizure prediction. Average area under the ROC curve for 17 patients equals to  $0.97 \pm 0.028$ . Optimal window length for features extraction varies from 10 to 300 seconds for different patients.

**Ключові слова:** ЕЕГ, електроенцефалографія, епілепсія, епілептичні напади, прогнозування.

**Key words:** EEG, electroencephalography, epilepsy, epileptic seizures, prediction.

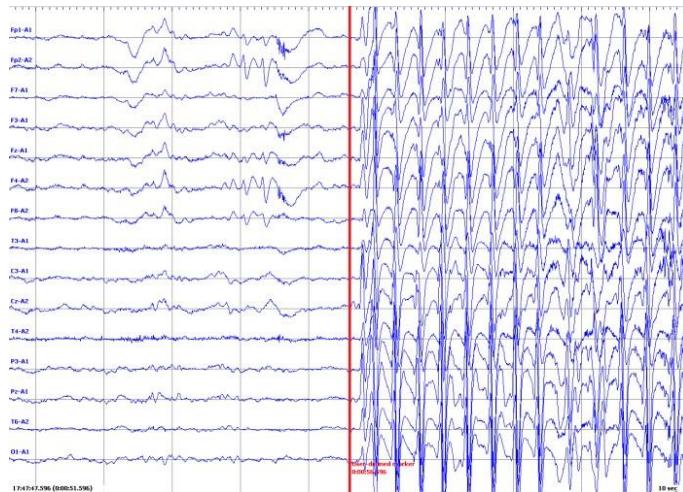
#### Вступ

Епілепсія – група неврологічних захворювань, що характеризується ритмічними нападами на фоні загального благополуччя (1). Епілептичні напади можуть бути як ледве помітними, так і такими, що супроводжуються втратою свідомості та судомами. Приблизно 1% людей у світі страждають на епілепсію, третина з яких мають стійку до медикаментозного лікування форму захворювання (2). Для таких пацієнтів система, що була б здатна прогнозувати наближення нападів та запобігати їх початку, значно підвищила би якість життя (3). Тому, задача прогнозування епілептичних нападів є актуальною.

В попередній роботі (4) було запропоновано метод прогнозування епілептичних нападів на основі аналізу зв'язків між областями мозку. Метою даної роботи є дослідження довжини вікна, в якому розраховуються зв'язки між областями.

### Електроенцефалографія та прогнозування епілептичних нападів

Раптовість епілептичних нападів робить неможливим безпосереднє спостереження нападів лікарем, саме тому електроенцефалографічне дослідження є невід'ємною складовою при діагностиці епілепсії. Електроенцефалографія – розділ електрофізіології, який вивчає закономірності в електричній активності мозку, а також, метод дослідження головного мозку, який базується на реєстрації електричних потенціалів з поверхні мозку. В більшості випадків епілептичні напади мають характерний прояв в ЕЕГ – у вигляді високо-амплітудних низькочастотних коливань та комплексів спайк-хвиля (рис. 1).



**Рис. 1. Приклад сигналу ЕЕГ, що містить початок епілептичного нападу**

Прогнозування епілептичних нападів найчастіше розглядаються як проблема класифікації. Маючи записи сигналів ЕЕГ з мітками початку епілептичних нападів, ці записи можна умовно розділити на два класи: «між нападами» та «перед нападом». Приймається допущення, що інтервал «перед нападом» містить такі зміни характеристик сигналу, що на їх основі можна прийняти рішення про наближення епілептичного нападу. Такі характеристики називаються ознаками сигналу.

### Виділення ознак

В роботі (4) було запропоновано використання коефіцієнтів кореляції між каналами сигналу ЕЕГ як міру зв'язку між областями мозку. Коефіцієнти кореляції  $r_{mp}$  між каналами  $K$ -канального сигналу ЕЕГ використовувались як характеристики для прогнозування епілептичних нападів і розраховувались за формулою:

$$r_{mp} = \frac{\sum_{n=1}^N (x^m[n] - \bar{x}^m)(x^p[n] - \bar{x}^p)}{\sqrt{\sum_{n=1}^N (x^m[n] - \bar{x}^m)^2 \sum_{p=1}^N (x^p[n] - \bar{x}^p)^2}}, \quad (1)$$

де  $x^k[n]$  – відлік  $k$ -го каналу ЕЕГ;

$m=1\dots K$ ,  $p=1\dots K$ ,  $m \neq p$  - номери каналів сигналу:

$N$  – довжина вікна, в якому розраховуються коефіцієнти кореляції:

$\bar{x}^m$ ,  $\bar{x}^p$  – середні значення для  $m$ -того та  $p$ -того каналів відповідно.

### Експеримент

В даній роботі було використано базу сигналів 17 пацієнтів віком від 1 до 25 років, що страждають на епілепсію. Сигнали ЕЕГ було зареєстровано протягом нічного моніторингу. Маркери початку та кінця кожного нападу були відмічені лікарем у відповідності до реального прояву епілептичного нападу, що було підтверджено за допомогою відео спостережень.

Для кожного пацієнта було розраховано окремі набори ознак, які відрізнялися довжиною вікна для розрахунку кореляції між каналами ЕЕГ. Було обрано наступні значення довжини вікна для дослідження: 1, 2, 5, 10, 20, 30, 45, 60, 75, 90, 120, 150, 180, 240 та 300 секунд.

Для класифікації було використано метод опорних векторів. Для оцінки якості роботи класифікатора було використано площину під ROC-кривою (5).

Таким чином, було треновано на оцінено якість роботи класифікатора для кожного пацієнта при різних довжинах вікна розрахунку кореляції між каналами. Для кожного пацієнта було отримано таке значення довжини вікна, при якому площа під ROC-кривою була найбільшою (рис. 2).

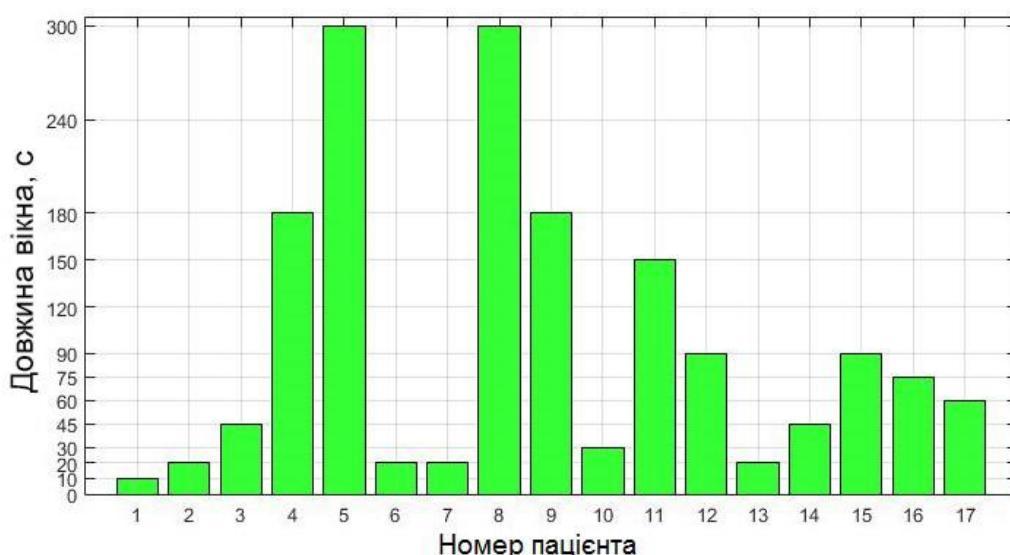


Рис. 2. Довжина вікна при найбільшому значенні АУС для різних пацієнтів

З рис. 2 видно, що довжина вікна для різних пацієнтів відрізняється від 10 до 300 секунд. Для пацієнтів номер 5 та 8 довжина вікна з максимальною якістю класифікації є максимальною з досліджуваних, і при розширенні інтервалу досліджуваних значень довжини вікна могла би бути ще більшою. Середнє значення площини під ROC-кривою при таких довжинах вікон дорівнює  $0.97 \pm 0.028$ . При змінах оптимальної довжини вікна в таких широких діапазонах може бути необхідна розробка методики підбору довжини вікна індивідуально для кожного пацієнта.

### Висновки

В даній роботі було досліджено зміни оптимальної довжини вікна для розрахунку кореляції між каналами сигналу ЕЕГ для прогнозування епілептичних нападів. Було підтверджено, що використання ознак, що базуються на кореляції між каналами ЕЕГ, дозволяють досягти високої точності класифікації при пацієнт-специфічному підході прогнозування. Для 17 досліджуваних пацієнтів при оптимальній довжині вікна середнє значення площин під ROC-кривою дорівнює  $0.97 \pm 0.028$ . Оптимальна довжина вікна для розрахунку ознак варіюється від 10 до 300 секунд для різних пацієнтів.

### Література

9. Зенков Л. Р. Клиническая электроэнцефалография (с элементами эпилептологии) / Л. Р. Зенков. — Москва : МИА, 2011. — ISBN 978-5-98322-731-6.
10. Carney P. R. Seizure prediction: methods / P. R. Carney, S. Myers, J. D. Geyer // Epilepsy & Behavior: E&B. — 2011. — Vol. 22 Suppl 1. — P. S94–101.
11. Iasemidis L. D. Epileptic seizure prediction and control / L. D. Iasemidis // IEEE Transactions on biomedical engineering. — 2003. — Vol. 50, No. 5. — P. 549–558.
12. Panichev O. Patient-specific epileptic seizure prediction using correlation features / O. Panichev, A. Popov, V. Kharytonov. // Signal Processing Symposium (SPSympo)— 2015. — 1–5 p.
13. Bradley A. P. The use of the area under the roc curve in the evaluation of machine learning algorithms / A. P. Bradley // Pattern Recognition. — 1997. — Vol. 30, No. 7. — P. 1145–1159.

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 621.37

**ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ СТИМУЛЯЦІЇ КРУГЛОГО М'ЯЗА ОКА ДЛЯ  
ВІДНОВЛЕННЯ ФУНКЦІЇ МОРГАННЯ У ВИПАДКУ ПАРАЛІЧУ ЛИЦЬОВОГО НЕРВА**

Д.С. Батулін, А.Л. Бобров

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [dyslanua@gmail.com](mailto:dyslanua@gmail.com)Інститут отоларингології АМНУ, Київ, Україна, e-mail: [neurotolog@gmail.com](mailto:neurotolog@gmail.com)

Параліч лицьового нерва є досить гострою проблемою сучасної медицини, оскільки це явище є широко розповсюдженим видом дисфункції нервових шляхів. Даний вид паралічу веде до втрати можливості нормально соціалізуватися через відсутність мімічних властивостей обличчя; недостатнього зваження очного яблука та видалення ока в подальшому. В рамках попередніх досліджень було спроектовано модуль міостимуляції мімічних м'язів обличчя. Ця робота присвячена хронічному досліду, спрямованому на визначення апропріаторних параметрів електричної стимуляції кругового м'яза обличчя (КО) за допомогою програмованого міостимулятора, побудованого на базі мікропроцесору STM32F373C8T6.

Facial nerve paralysis is a quite urgent issue of modern medicine, as it is widely distributed type of neural pathways dysfunction. This type of paralysis leads to a disability of normal socialization through the absence of mimic properties of the face; poor eyeball humidification and eye deletion subsequently. In a framework of previous research, the module for mimic muscles myostimulation was designed. This particular paper is dedicated to chronological experiment aimed to estimate appropriate parameters of electrical stimulation of Orbicularis Oculi Muscle (OOM) using programmable myostimulator which is built on STM32F373C8T6 microprocessor.

**Ключові слова:** міостимуляція, круглий м'яз ока, мімчні м'язи.

**Key words:** myostimulation, Orbicularis Oculi Muscle, mimic muscles.

### Вступ

Параліч лицьового нерву (ЛН) є одним з найрозповсюженніших видів уражень краніальних нервів. Через його дисфункцію виникає деформація обличчя, неможливість закриття ока, яка веде до корнеальної атрофії та втрати зору (1). Альтернативні хірургічні процедури, такі як використання механічних пружин, вживлення важелів у верхнє віко чи пересадка м'язової тканини не дозволяють досягнути повного функціонального закриття ока та часто закінчуються ускладненнями (2). Таким чином, жодний з цих методів, навіть використаних в комбінації, не є ефективним. Однак, деякі науковці відмічають ефективність функціональної електричної стимуляції (ФЕС) для досягнення повного скорочення м'яза та уникнення атрофії денервованих мімічних та скелетних м'язах (3). Різноманітні типи стимуляції та два різновиди електродів були випробувані протягом стимуляції КМО (4,5).

В попередніх дослідах було визначено що такі параметри як амплітуда сили струму стимуляційного імпульсу, довжина стимуляційного імпульсу та частота стимуляційних імпульсів можуть суттєво впливати на ефективність та ступінь скорочення КМО. Завданням цієї роботи є визначення апропріотарних параметрів електричної стимуляції для досягнення повного функціонального закриття очної щілини.

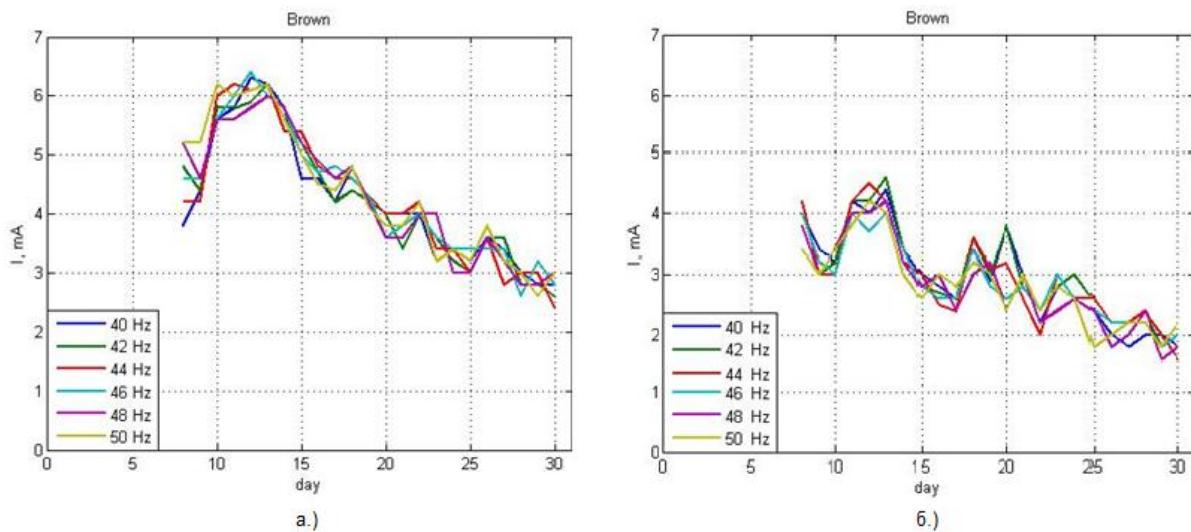
### 1. Матеріали і методи

В експерименті брали участь 7 дорослих кролів. Юнілатеральний параліч ЛН був модельований шляхом транссекції ЛН однієї сторони обличчя. Перед операцією тварини були анастетизовані внутрішньом'язовими ін'єкціями кетаміну (50-80 мг/кг) та ксилазіну (5-10 мг/кг). Протягом трьох днів після операції тваринам ставили ін'єкції антибіотику (пеніцилін 150000) внутрішньом'язово. Стимуляційні електроди з двома контактними площинками були імплантовані в верхнє та нижнє віко в латеральні і медіальні кути КМО. Для визначення ступеня скорочення КМО був використаний візуальний аналіз стану закриття очної щілини.

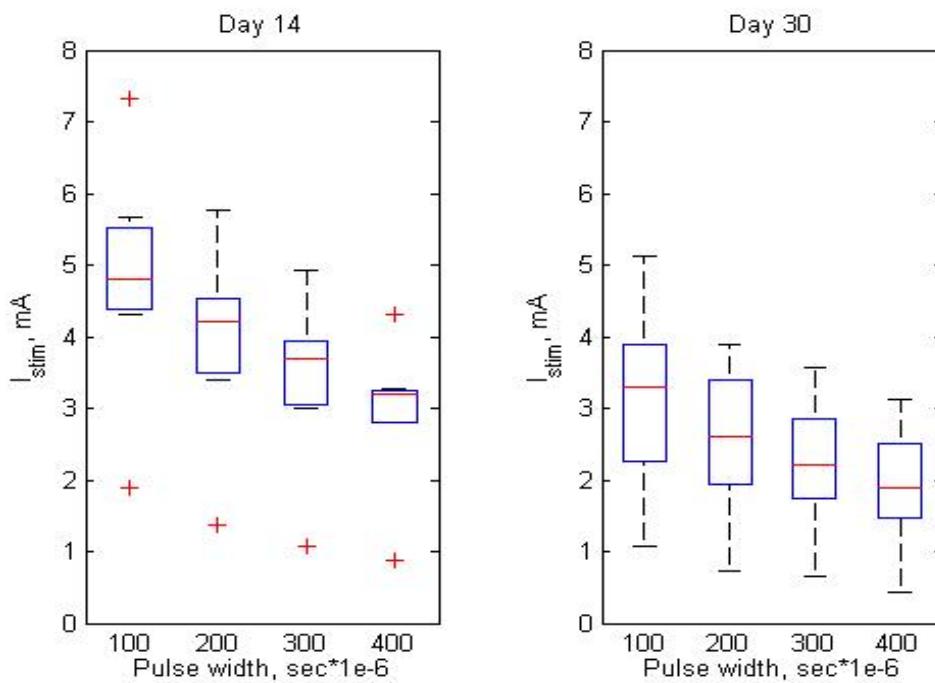
Стимуляційні параметри варіювалися по частоті (від 40 до 50 Гц), амплітуді сили струму (від 1 до 7 мА) та довжині стимуляційного імпульсу (від 100 до 400 мкс). Протягом трьох днів після хірургічного втручання тварина доглядалася без проведення стимуляції задля відновлення та зходження набряку тканин КМО. Кожна тварина брала участь у експерименті протягом тридцяти днів після хірургічної транссекції ЛН. В рамках експерименту кожного дня піддослідні тварини підлягали двохгодинній стимуляції КМО імпульсами електричного струму довжиною 100, 200, 300, 400 мкс та частотою 40, 42, 44, 46, 48, 50 Гц. Перед безпосереднім вимірюванням було визначено, що результати досліду не залежать від послідовності зміни стимуляційних параметрів (послідовності зміни частоти, амплітуди сили струму та довжини імпульсу були перевірені в прямому, зворотньому та випадковому порядках). Основним завданням стимуляції було визначення порогової сили струму (ПСС), яка являє собою найменше значення сили струму при заданих частоті та довжині імпульсу, що здатна викликати повне функціональне скорочення КМО.

### 2. Результати хронічного досліду

В першій частині експерименту було досліджено вплив частоти стимуляційних імпульсів на значення ПСС. Залежності ПСС від дня після операції для різних частот для тварини "Brown" наведено на рис.1 а.) та на рис.1 б.). Аналізуючи отримані дані можна зробити висновок, що ПСС змінюються з однаковою тенденцією для всіх частот, а відмінності в силі струму є випадковими, та можуть бути викликані похибками вимірювання. В подальшому вимірювання ПСС на різних частотах було використано для визначення середнього значення ПСС для певної довжини стимуляційного імпульсу на певному дні вимірювання, припускаючи, що ПСС не залежить від частоти імпульсів в інтервали 40-50 Гц.



**Рис. 1. а.)** Залежність ПСС від післяопераційного дня для частот 40-50 Гц при довжині електричних імпульсів 100 мкс; **б.)** залежність ПСС від післяопераційного дня для частот 40-50 Гц при довжині електричних імпульсів 400 мкс.



**Рис. 2. Діаграми розподілу амплітуд ПСС від довжини стимуляційного імпульсу для 14 та 30 післяопераційних днів.**

Результати експерименту наведені на рис. 2 свідчать про тенденцію лінійного пониження ПСС зі збільшенням довжини стимуляційного імпульсу. Проте, при стимуляції імпульсом довжиною 400 мкс була помітна іннервація прилягаючих до КМО м'язів, що є суттєвим недоліком.

### Висновки

В ході виконання хронічного експерименту було досягнуто основної мети, а саме визначення значень ПСС, здатних викликати повне функціональне скорочення КМО без досягнення бульового порогу при електричній стимуляції. Також були визначені важливі закономірності стимуляційних параметрів, а саме: відсутність залежності ПСС від частоти імпульсів в діапазоні 40-50 Гц, лінійне зменшення значення ПСС при збільшенні довжини стимуляційного імпульсу, а також зменшення значення ПСС протягом всього експерименту, що свідчить про адаптацію КМО до прямої електричної стимуляції. Даний факт є важливим для подальших досліджень, так як являється підтвердженням доцільності такого роду методів відновлення функцій КМО.

### Література

1. Salerno GM, Bleicher JN: Restoration of paralyzed orbicularis oculi muscle function by controlled electrical current. *J.Invest. Surg;*1991; 4:445-456.
2. Kinney SE, Seeley BM, Seeley MZ, and Foster JA, "Oculoplastic surgical techniques for protection of the eye in facial nerve paralysis," *Am. J. Otol.*, 2000; vol. 21, pp. 275–283.
3. Yurii Cimbaliyk, "Reconstructive neurosurgical treatment of peripheral nerve damages using using long-term electrostimulation," MD Thesis, Kyiv, 2014.
4. Otto RA, "Restoration of function in the paralyzed rabbit orbicularis oculi muscle by direct functional electrical stimulation," *Laryngoscope*, 1997; vol. 107, pp. 101–111.
5. Otto RA, Gaughan RN, Templer JW, and Davis WE, "Electrical restoration of the blink reflex in experimentally induced facial paralysis," *Ear Nose Throat J.*, 1986; vol. 65, pp. 411–414.

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра Фізичної та біомедичної електроніки

УДК 621.37

## ЗНАХОДЖЕННЯ ІНФОРМАТИВНИХ ЗОН КОРИ ГОЛОВНОГО МОЗКУ ЛЮДИНА ДЛЯ ДІАГНОСТИКИ ХВОРОБИ АЛЬЦГЕЙМЕРА

Д.В. Домашенко, І.Е. Крашений

НТУУ «КПІ», Факультет біомедичної інженерії, Київ, Україна, e-mail:  
[dmytrodomashenko@gmail.com](mailto:dmytrodomashenko@gmail.com)

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [igor.krashenyi@gmail.com](mailto:igor.krashenyi@gmail.com)

**Робота присвячена методу знаходження інформативних зон кори головного мозку за результатами аналізу магнітно-резонансних зображень головного мозку людини з використанням атласу анатомічних зон кори. Пропонується використання статистичних ознак, знайдених на основі значень інтенсивності, їх сортування та знаходження найбільш значущої та подальше використання значень цієї ознаки задля проведення дискримінантного аналізу з метою знаходження залежності між анатомічною зоною кори головного мозку та діагнозом пацієнта.**

**In this work we present the technique for automated finding regions-of-interests (ROI) using magnetic resonance imaging of human brain and atlas anatomical areas of the cortex. It is proposed to use statistical features found based on intensity values, sorting and finding the most significant and the continued use of this feature to values of discriminant function analysis to find the dependence between the anatomical area of the cerebral cortex and diagnosis of the patient.**

**Ключові слова:** хвороба Альцгеймера, слабоумство, статистичний аналіз, магнітно-резонансна томографія, інформативні зони.

**Key words:** Alzheimer's disease, dementia, statistical analysis, magnetic resonance imaging, region-of-interest.

### Вступ

Хвороба Альцгеймера (ХА) — хронічне нейродегенеративне захворювання, що вважається найбільш поширеною формою деменції. Характеризується порушенням мозкових процесів, що зазвичай починаються повільно та погіршуються з плином часу. Основним раннім симптомом є погіршення короткочасної пам'яті, далі поступово втрачаються основні функції тіла, що в кінцевому підсумку призводить до смерті. Хвороба характеризується втратою нейронів і синаптичних зв'язків в корі головного мозку. Гибелль клітин призводить до атрофії вражених ділянок [1].

Клінічний діагноз хвороби Альцгеймера зазвичай заснований на історії хвороби пацієнта та результатів когнітивного тестування. Для того, щоб відрізити хворобу від інших патологій і різновидів деменції, використовуються складні методи медичної візуалізації — комп'ютерна

томографія, магнітно-резонансна томографія, фотонно-емісійна комп'ютерна томографія або позитронно-емісійна томографія [2].

### Методи діагностики ХА

Магнітно-резонансну томографію (МРТ) можна вважати одним із кращих методів діагностики хвороби Альцгеймера, оскільки МРТ дозволяє точно вимірювати 3-мірні (3D) обсяги структурних складових головного мозку [3]. Приклад зображення МРТ здорового та хворого пацієнта наведений на рис. 1.

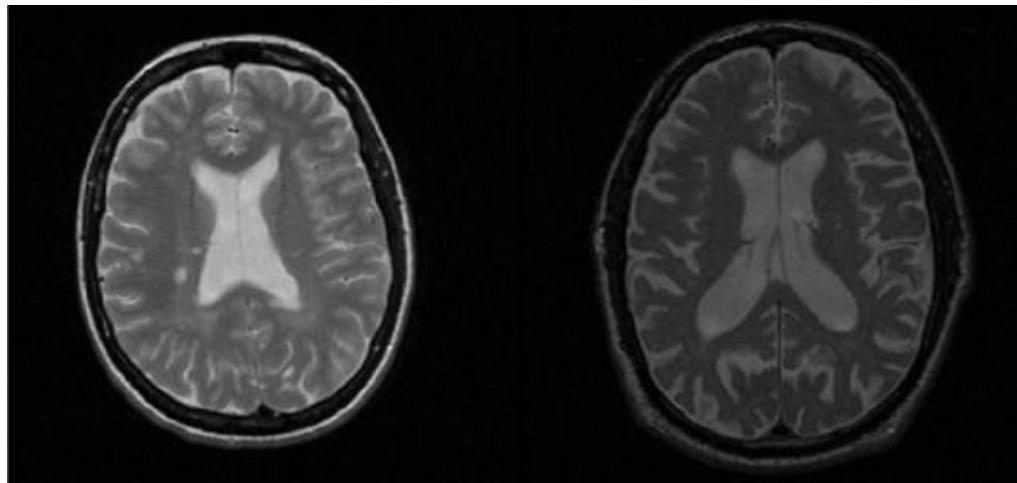


Рис 1. Зображення МРТ здорового мозку (ліворуч) та мозку пацієнта хворого на ХА (праворуч)

Апаратура SPECT- і PET-візуалізації може бути використана для підтвердження діагнозу спільно з іншими методами оцінки, що включають аналіз ментального статусу [4]. У людей, які вже страждають від деменції, SPECT, за деякими даними, дозволяє більш ефективно диференціювати хворобу Альцгеймера від інших причин, в порівнянні зі стандартним тестуванням і розглядом анамнезу [5]. Можливість спостерігати відкладення бета-амілоїду в мозку живих людей з'явилася завдяки створенню в Пітсбурзькому університеті Піттсбурзького складу В (PiB), що зв'язується з амілоїдних відкладеннями при введенні в організм. Коротко живучий радіоактивний ізотоп вуглець-11 в поєданні дозволяє визначати розподіл цієї речовини в організмі і отримувати картину амілоїдних відкладень в мозку хворого за допомогою PET-сканера [6].

Існує велика кількість методів обробки зображень МРТ, що дозволяють класифікувати зображення хворого та здорового пацієнта в залежності від характерних ознак, отриманих в ході аналізу. Значну роль у цих дослідженнях відіграють значущі області, в яких проявляються найбільш помітні відмінності між зображеннями здорових та хворих людей.

Так, наприклад, існують наукові дослідження, в яких за допомогою зображень дифузійної МРТ рахують зміни в об'ємі білої речовини чотирьох областей кори головного мозку [7]; дослідження, в яких використовують вокセルно-орієнтований підхід, що дозволяє знаходити різницю в областях мозку за допомогою статистичного аналізу вокselів один за одним [8];

роботи, в яких вибір ознак, що відрізняють ПЕТ-зображення пацієнтів з різним діагнозом, базується на визначених експертом-лікарем областях [9].

З вище сказаного випливає, що для класифікації пацієнта можуть використовуватись МРТ зображення сірої та білої речовини, зображення дифузійної МРТ та ПЕТ.

### Експериментальні дослідження

На сьогоднішній день відомо, що зміни в головному мозку хворого на хворобу Альцгеймера не є сфокусованими в невеликих структурних одиницях кори, а зачіпають значно більше областей. Тому визначення областей, в яких знаходяться значущі відмінності між пацієнтами з різним діагнозом, може дати змогу автоматично діагностувати хворобу Альцгеймера з більшою точністю.

В даній роботі пропонується проводити аналіз бази зображень за допомогою атласу анатомічних зон головного мозку. База даних томографічних зображень ADNI містить 188 зображень МРТ хворих Альцгеймером, 401 зображення пацієнтів з помірними когнітивними розладами (MCI) та 229 зображень здорових пацієнтів.

В даній роботі пропонується використати статистичний атлас IBASPM116 [10]. В атласі виділено 116 анатомічних зон кори головного мозку.

Всі зображення МРТ мають трьохвимірну розмірність, були попередньо відмасштабовані, нормалізовані в просторі та розділені на сіру та білу речовину, що дає нам змогу виділити саме ту зону, яку потрібно згідно з координатами, отриманими за допомогою атласу.

Суть аналізу полягає в тому, щоб виділити в кожній анатомічній зоні ознаку на основі значень інтенсивності (середнє арифметичне, середнє гармонічне, медіана, середнє абсолютне відхилення від середнього значення, стандартне відхилення, середнє квадратичне відхилення, оцінка коефіцієнта асиметрії).

Після цього виконується сортування ознак за критерієм роздільності по класам за допомогою t-тесту, що дозволяє провести вибір найбільш значущих ознак. В даній роботі пропонується розділити базу зображень на три групи: I: хворі Альцгеймером та хворі MCI, II: хворі Альцгеймером та здорові, III: хворі MCI та здорові пацієнти.

Наступним кроком є розділення вибірки в кожній з груп на навчальний та тестовий набір. На навчальному наборі буде натреновано класифікатор для кожної з обраних ознак, а на тестовому наборі буде перевірена якість класифікації за допомогою ROC-аналізу. Цей етап необхідно повторити для всіх трьох груп та визначити ознаку, яка дозволяє найбільш точно класифіковати пацієнта за діагнозом.

Фінальний етап — дискримінантний аналіз для знаходження залежності між анатомічною зоною кори головного мозку та діагнозом пацієнта з використанням значення ознаки (обраної на попередньому етапі) для кожної із зон.

### Висновки

В роботі представлено метод знаходження інформативних зон МРТ зображень за допомогою анатомічного атласу. Пропонується використання статистичного аналізу для

знаходження залежності між діагнозом пацієнта та статистичною ознакою, що характеризує певну анатомічну зону кори головного мозку пацієнта.

### 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.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 621.37

## ДІАГНОСТИКА ХВОРОБИ АЛЬЦГЕЙМЕРА ЗА ДОПОМОГОЮ МУЛЬТИМОДАЛЬНИХ ТОМОГРАФІЧНИХ ЗОБРАЖЕНЬ МОЗКУ ЛЮДИНИ

I.Е. Крашений, Д.В. Домашенко

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [igor.krashenyi@gmail.com](mailto:igor.krashenyi@gmail.com)

НТУУ «КПІ», Факультет біомедичної інженерії, Київ, Україна, e-mail: [dmytrodomashenko@gmail.com](mailto:dmytrodomashenko@gmail.com)

Робота присвячена методу автоматичного визначення наявності Хвороби Альцгемера та деменції за результатами аналізу магніто-резонансних та позитронно-емісійних зображень головного мозку людини. Використана система нечіткого виводу та подано методику вибору ознак для класифікації на основі статистичного *t*-критерію. Максимальна якість діагностики (площа під кривою помилок) для класифікації ХА проти норми склала 0.91 з використанням 35 ознак, а для деменції проти норми – 0.78 з використанням 20 ознак.

In this work we present the technique for automated detection of Alzheimer's Disease (AD) and dementia using magnetic resonance imaging and positron-emission tomography of human brain. The fuzzy inference system is employed, and the method of feature selection based on *t*-criterion is presented. Maximal diagnosis efficiency (area under ROC curve) is 0.91 with 35 features (AD vs. normal subjects) and 0.78 with 20 features (dementia vs. normal subjects).

**Ключові слова:** хвороба Альцгеймера, слабоумство, нечітка логіка, позитронно-емісійна томографія.

**Key words:** Alzheimer's disease, dementia, fuzzy logic, positron emission tomography

### Вступ

Хвороба Альцгеймера (ХА) – це захворювання, що веде до смерті нервових клітин головного мозку людини. Загибель нейронів призводить до тяжких розладів інтелекту, пам'яті та когнітивних функцій. Дані зміни ведуть за собою проблеми в емоційно-особистісній сфері і поведінці. ХА є найбільш пошиrenoю формою слабоумства [1].

Найбільш поширеними інженерними методами діагностики ХА є магнітно-резонансна томографія та позитронно-емісійна томографія (однофотонна емісійна комп'ютерна томографія).

В даній роботі пропонується дослідити можливість використання методів нечіткої логіки для діагностики хвороби Альцгеймера за допомогою ознак, отриманих на основі томографічних зображень різної модальності.

Нечітка логіка націлена на створення математичної моделі міркувань, притаманних людині, в яких принципову роль відіграє природна мова. У цьому сенсі нечітка логіка рівносильна теорії нечітких множин, тобто класів з нечіткими, розмитими границями.

Використання даного підходу для діагностики хвороби Альцгеймера має дозволити в якості цих нечітких класів використовувати стадії хвороби (предеменція, помірна, важка та ін.), границі між якими є розмитими та нечіткими, а в якості лінгвістичних змінних використовувати параметри, які будуть характеризувати окремі структурні та функціональні зміни в мозку людини [12-16].

#### **Метод вибору та відбору ознак для діагностики ХА**

Для своєчасної успішної діагностики ХА пропонується визначити так звані області інтересу – області мозку, в яких відбуваються першочергові зміни. Для цієї задачі використовують так звані «атласи» мозку. Ці атласи відрізняються один від одного кількістю анатомічних регіонів, тобто деталізацією, та методом отримання. Більшість із них отримані за допомогою статистичних оцінок та ймовірнісних розподілень. В даній роботі використаний статистичний атлас IBASPM116 [17].

Для того, щоб визначити суттєвість локальних змін та необхідність їх врахування при діагностиці, пропонується застосовувати методи відбору ознак. Для того щоб визначити важливість регіонів мозку людини та обрати критерій «ненадмірності» ознак, в даній роботі пропонується порівнювати окремі області інтересу, обрані з анатомічного атласу, в деякого усередненого здорового пацієнта та деякого усередненогохворого пацієнта. Розгляд вокселів кожного окремого регіону, як окремого набору ознак дозволить в подальшому розраховувати нові ознаки, які б описували характеристики цього регіону у більш зручній формі.

В той самий час, кількість вокслів у межах кожного окремого регіону в залежності від розмірів цього регіону може бути достатньо великою. Тому в даній роботі пропонується розглядати інтенсивність кожного окремого вокселя у межах одного регіону томографічного зображення мозку людини як випадкову величину [18]. Для того щоб визначити, чи належать два набори вокселів до однієї генеральної сукупності, в даній роботі пропонується використовувати метод перевірки значень параметрів розподілів –критерій Стьюдента для двох незалежних вибірок [18]:

$$t = \frac{\bar{X}_1 - \bar{X}_2}{\sqrt{\frac{(n_1 - 1)s_{x_1}^2 + (n_2 - 1)s_{x_2}^2}{n_1 + n_2 - 2}} \cdot \sqrt{\frac{2}{n}}},$$

де  $n_1$  та  $n_2$  – кількість значень у виборці,  $s_{x_1}^2$  та  $s_{x_2}^2$  – незміщені оцінки дисперсії.

#### **Експериментальні дослідження та результати**

В даній роботі була використана база даних томографічних зображень ADNI

В експерименті була синтезована одна система нечіткого виводу за алгоритмом SubtractiveClustering використовуючи середню щільність сірої речовини в межах одного регіону (середня інтенсивність вокセルів ПЕТ-зображень). На рис. 1 зображена блок-схема експерименту.

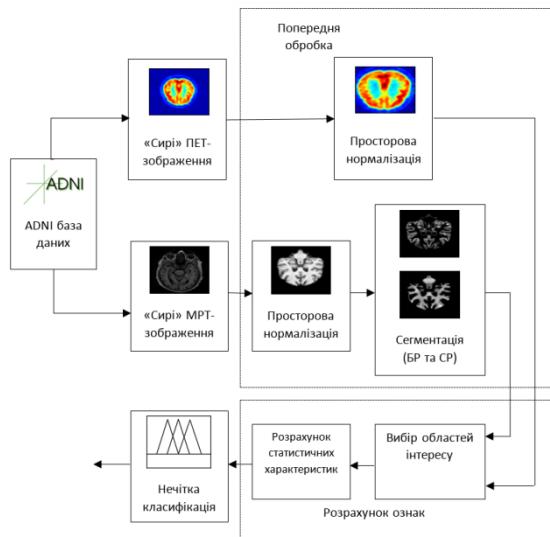


Рис.1. Блок-схема експерименту для дослідження автоматичної діагностики ХА на основі мультимодальних томографічних зображень мозку людини

Дана система були створена та перевірена за допомогою баз томографічних зображень трьох різних типів пацієнтів (NOR – контрольна група, AD – хворих хворобою Альцгеймера, MCI – пацієнтів з помірними когнітивними розладами) та алгоритму крос-валідації leave-one-out [19]. Для визначення якості діагностики була використана методика один проти одного(onevsone) в результаті якої були визначені площи під кривою помилок в залежності від кількості вхідних ознак. Залежності площи під кривою помилок від кількості інформативних ознак наведені на рис.2.

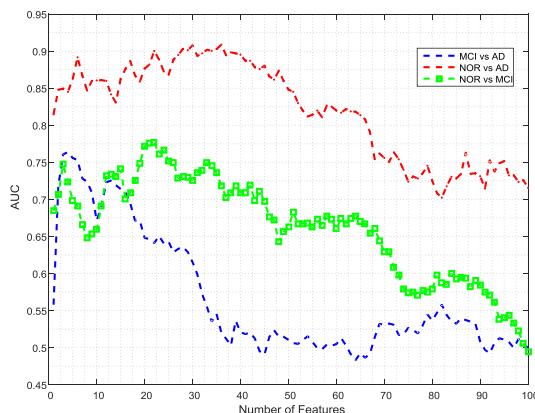


Рис.2. Залежності площи під кривою помилок від кількості вхідних ознак для мультимодальних ознак отриманих на основі МРТ та ПЕТ

Як видно, максимальна площа під кривою для класифікації ADпротиNOR склала 0.91 з використанням 35 ознак, а для MCІпротиNOR – 0.775 з використанням 20 ознак.

### Висновки

В роботі представлено можливе використання методів нечіткої логіки в системах для діагностики хвороби Альцгеймера за мультимодальними томографічними зображеннями мозку. Максимальна якість діагностики (площа під кривою помилок) для класифікації ADпротиNOR склала 0.91 з використанням 35 ознак, а для MCІпротиNOR – 0.775 з використанням 20 ознак.

### Література

11. MayeuxR. EarlyAlzheimer'sDisease / R. Mayeux. // NewEnglandJournalofMedicine. – 2010. – №362. – С. 2194–2201.
12. Використання методів кластеризації в системах нечіткого виводу для діагностики хвороби Альцгеймера на основі ПЕТ-зображень / І.Е. Крашений, А.О. Попов, Х. Рамірез, Х.М. Горріз // Електроніка та зв'язок [подано для публікації].
13. Fuzzy inference system for Alzheimer's disease diagnosis / I.Krashenyi, J. Ramírez, A. Popov, J. M. Górriz. // Current Alzheimer Research [прийнято для публікації].
14. Fuzzy classification of Alzheimer's Disease using statistical moments / I. Krashenyi, J. Ramírez, A. Popov, J. M. Górriz // IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 2015 – С. 409-412.
15. Application of fuzzy logic for Alzheimer's disease diagnosis / I. Krashenyi, J. Ramírez, A. Popov, J. M. Górriz //Signal Processing Symposium (SPSympo), Debe, Poland. – 2015.
16. Fuzzy computer-aided Alzheimer's disease diagnosis using MRI and PET statistical features / I. Krashenyi, J. Ramirez, A. Popov, J. M. Gorrioz // IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO) [подано для публікації].
17. 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.
18. Mathematical statistics and data analysis – Belmont: Duxbury Press, 2007. – 688 с. – (Available 2010 Titles Enhanced Web Assign).
19. Arlot S. A survey of cross-validation procedures for model selection. Statistics Surveys / S. Arlot, A. Celisse. // Statistics Surveys. – 2010. – №4. – С. 40–79.

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 615.841

## ПРОСТРАНСТВЕННОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ОТ ЛОКАЛИЗАТОРОВ ДЛЯ ЦЕЛЕВОЙ ДОСТАВКИ МАГНИНЫХ НАНОЧАСТИЦ

Е.Г. Синяк

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: seg938@gmail.com

С целью регулирования пространственной неоднородности постоянного магнитного поля на заданном расстоянии от локализатора и управления магнитными наночастицами предложено размещать магниты на штырях, которые позволяют удалять или приближать их от рабочей поверхности локализатора. Максимальная неоднородность поля реализуется, если локализатор представлен матрицей магнитов с пространственным периодом порядка 5 мм. В работе проводится экспериментальная проверка результатов ранее разработанного алгоритма синтеза структуры постоянного пространственно-неоднородного магнитного поля. Полученные данные подтверждают правомерность расчетов.

To regulate to regulate the spatial inhomogeneity of the static magnetic field at a given distance from the localizer suggested to place magnets pins that allow you to delete or zoom in on the working surface of the localizer. Maximum field inhomogeneity is implemented, if the localizer is represented by a matrix of the magnets, the space between which the order of 5 mm. In the work carried out experimental verification of the results of previously developed algorithm synthesis permanent structure spatially inhomogeneous magnetic field. The data obtained qualitatively confirm the validity of the calculations.

**Ключевые слова:**пространственная неоднородность, магнитное поле, синтез поля.

**Key word:** spatially inhomogeneous, magnetic field, synthesis of the field.

### Введение

Для повышения эффективности доставки и удержания магниточувствительных нанокомплексов в патологической области целесообразно использовать градиентные магнитные поля, поскольку максимальная сила взаимодействия частицы с источником магнитного поля пропорциональна не напряженности, а градиенту поля[1,2]. В связи с этим для управления направлением движения магнитных наночастиц используют конические магниты.

Одним из способов создания градиентных пространственно-неоднородных магнитных полей является использованием матрицы магнитов с определенным пространственным периодом (рис.1.) Основная сложность заключается в том, что подобные магнитные аппликаторы-локализаторы создают пространственную неоднородность поля в непосредственной близости от своей поверхности, что не позволяет воздействовать на относительно глубоко расположенные ткани. Для минимизации данных эффектов предложено магниты располагать на диамагнитных стержнях, которые позволяют отводить магнит на заданное расстояние от

рабочей поверхности локализатора. Это позволяет увеличивать эффективный пространственный период между магнитами и, тем самым, регулировать неоднородность поля на фиксированном расстоянии от локализаторов. Расстояние между отдельным магнитом и рабочей поверхностью локализатора обозначим через  $z_i$ ,  $i$  – группа магнитов. Исходя из зеркальной симметрии, магниты были разбиты на группы A, B, C, D и E (рис. 1 б).

Здесь следует обратить внимание на очевидное положение, что для минимизации уменьшения неоднородности поля с увеличением расстояния от локализаторов средний пространственный период между магнитами должен увеличиваться. Вопрос заключается в том, какие магниты следует исключать из матрицы или уменьшать их влияние на общее распределение поля на заданном расстоянии?

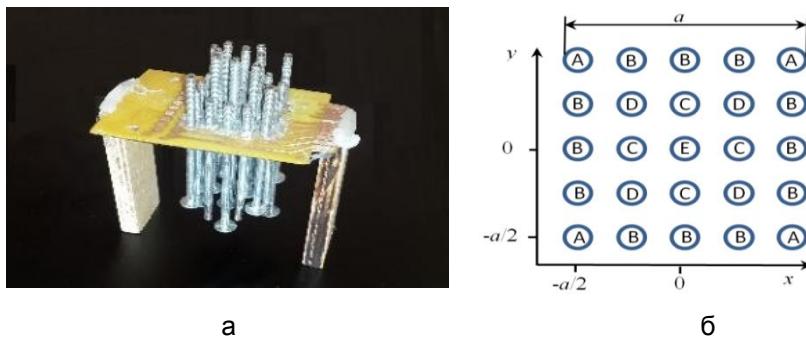


Рис. 1. Экспериментальный макет МЛ: а – матрица магнитов с пространственным периодом 5 мм; б – схематическое расположение постоянных магнитов в фронтальной плоскости МЛ

Целью данной работы является оценка пространственной неоднородности от магнитного поля МЛ в зависимости от взаимного расположения дискретных магнитных элементов.

#### **Количественная оценка пространственной неоднородности поля**

Пространственная неоднородность определяется количеством областей (паттернов) с повышенным значением напряженности поля, приходящихся на облучаемый объем, их геометрическими размерами и перепадом амплитуд по отношению к заданному уровню [3].

Поскольку биологические ткани можно рассматривать как слоистую систему, то оценку неоднородности поля целесообразно свести к плоской задаче. Алгоритм оценки спектра неоднородности поля в плоскости представлен в работе [3], где параметр пространственной неоднородности поля имеет вид:

$$\Psi(S_j) = \frac{1}{N_L} \sum_{i=\Delta L}^1 N_p(S_j) \Delta U_\Sigma(S_j) \sqrt{1 - \frac{(S_{\Sigma Sj} - S_0/2)^2}{(S_0/2)^2}}, \quad (1)$$

где  $\Psi(S_j)$  – параметр неоднородности поля для паттернов площадью  $S_j$ ,  $N_p(S_j)$  – количество паттернов с площадью  $S_j$ ,  $\Delta U$  – суммарная амплитуда паттернов с площадью  $S_j$  по отношению к заданному уровню  $L$ ,  $S_0$  – полезная площадь облучения,  $S_{\Sigma S}$  – суммарная площадь паттернов, амплитуда которых выше уровня  $L$ . Поскольку параметр неоднородности поля  $\Psi(S_j)$

представляет собой спектр от площади паттернов, для более обобщенной оценки в данной работе рассчитывали интегральную неоднородность.

### Распределения магнитного поля с максимальной пространственной неоднородностью

Для обеспечения максимальной неоднородности поля на заданном расстоянии от локализатора на основе метода Монте-Карло был разработан компьютерный алгоритм, реализованный в программном коде в среде Matlab [4]. Суть алгоритма заключается в случайной вариации расстояния группы магнитов рис. 1б до рабочей поверхности МЛ и поиске состояния, которое обеспечивает максимальную неоднородность в соответствии с (1). Расчет магнитного поля проводился на основе метода Био-Савара-Лапласа.

Компьютерный анализ данных показал, что для обеспечения максимальной неоднородности поля на заданном расстоянии от локализатора можно выделить три качественно различных пространственных распределений магнитной индукции: на расстояниях от МЛ до  $0,2a$  целесообразно располагать все группы магнитов в одной плоскости -  $z_i=0$  ( $i=A, B, C, D, E$ ); для обеспечения максимальной неоднородности поля на расстояниях  $0,2a-0,8a$  –  $z_{A,C,D}=0, z_{B,E}=-0,5a$ ; на расстояниях от  $0,8a$  до  $a$  –  $z_A=-0,15a, z_B=-0,5a, z_{C,D,E}=0$ .  $a$  – ребро квадратного магнитного локализатора. Изменение интегрального параметра неоднородности для указанных трех комбинаций расположения групп магнитов в локализаторе представлено на рис. 2.

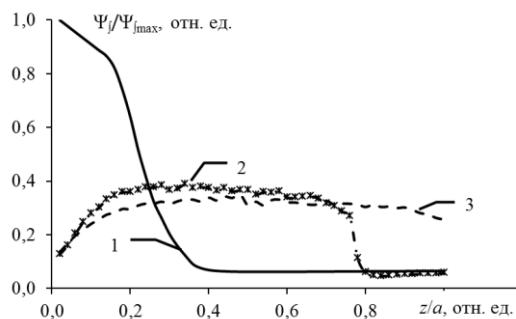


Рис. 2. Изменение пространственной неоднородности магнитного поля в зависимости от расстояния от поверхности аппликатора: 1 –  $z=0$ ; 2 –  $z_{A,C,D}=0$  и  $z_{B,E}=-0,5a$ ; 3 –  $z_A=-0,15a, z_B=-0,5a, z_{C,D,E}=0$

Физическое измерение МП проводилось теслометром «Теслометр универсальный 43205/1» с аксиальным датчиком. Макет МЛ представлен на рис. 1а. Магнитная матрица была представлена неодимовыми магнитами (Nd2Fe14B) диаметром 3 мм магнитной индукцией 12,2-12,5 мТл. Магниты располагались на расстоянии 5 мм друг от друга. Погрешность измерения магнитной индукции поля составляет порядка 2 мТл, погрешность определения пространственных координат – порядка 1-1,5 мм.

Результаты компьютерного моделирования распределения поля представлены в [4]. Результаты измерения распределения магнитного поля вдоль заданной прямой ( $y=0, x=$

0,5а..0,5а) при различных расстояниях от рабочей поверхности МЛ приведены на рис. 3. Данные физического измерения МП оказались достаточно ассиметричными, что обусловлено в первую очередь неидеальной параллельностью стержней, на которых располагались магниты, а так же погрешностью установки датчика, диаметр которого 6 мм. Тем не менее, можно судить о качественном совпадении результатов компьютерного (в [4]) и физического экспериментов. Так же обращает на себя внимание увеличение максимальной индукции магнитного поля при отдалении отдельных групп магнитов от рабочей поверхности МЛ, по сравнению со случаем, когда магниты расположены в одной плоскости. Так, например, максимальная индукция поля на рис. 3в более, чем в 4 раза превышает индукцию на рис. 3а, что так же предсказывалось компьютерным экспериментом в [4].

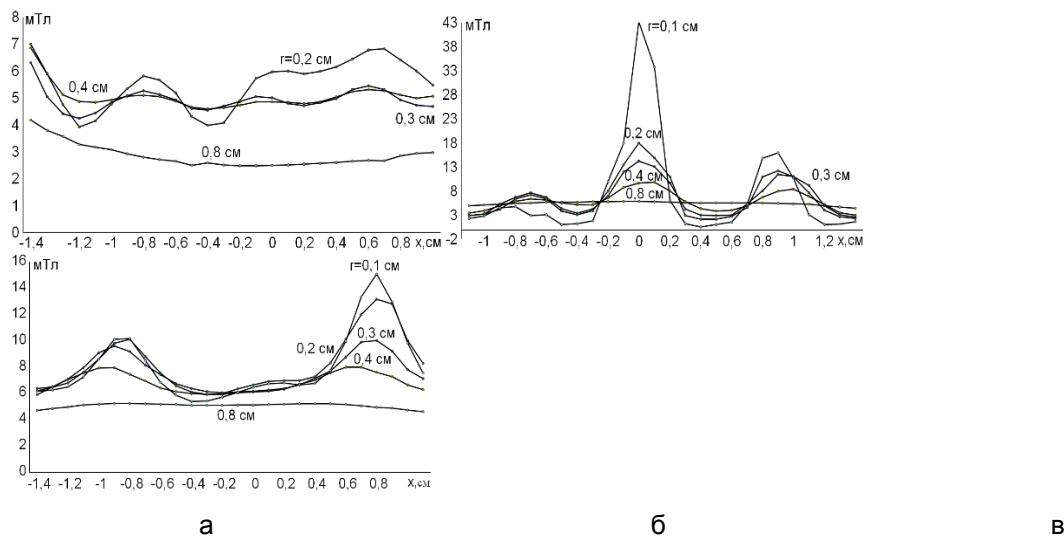


Рис. 3. Качественное распределение модуля магнитной индукции вдоль линии профиля) при различных расстояниях от рабочей поверхности МЛ: а –  $z=0$ ; б –  $-z_A=-0,15a$ ,  $z_B=-0,5a$ ,  $z_{C,D,E}=0$ ; в –  $-z_{A,C,D}=0$  и  $z_{B,E}=-0,5a$

### Выводы

Для повышения целевой доставки магниточувствительных препаратов в патологический участок, в том числе опухоль, предложено использовать магнитный локализатор, в котором пространственная неоднородность поля реализуется, если он представлен матрицей магнитов, пространственный период между которыми порядка 5 мм. С целью регулирования пространственной неоднородности постоянного магнитного поля на заданном расстоянии от локализатора магниты целесообразно разместить на диамагнитных штырях, позволяющих удалять или приближать их к поверхности локализатора. Проведенные физические измерения МП от локализаторов подтверждают компьютерные расчеты.

### Литература

1. Кириленко А.В., Чехун В.Ф., Подольцев А.Д. [и др.] Анализ силового воздействия высокоградиентного магнитного поля на магнитные наночастицы в потоке жидкости // Доповіді Національної академії наук України. – 2010. – № 9. – С. 162–172.

2. SensenigR., SapirY., MacDonaldC. [et al.] Magnetic nanoparticle-based approaches to locally target therapy and enhance tissue regeneration in vivo// Nanomedicine (Lond). – 2012. – Р. 1425 –1442.
3. НиколовН.А.Количественныйкритерийпространственнойнеоднородности  
электромагнитного поля в ближней зоне рамочного излучателя // Кибернетика и  
системный анализ. – 2013. – № 2. –С. 170 –177.
4. Николов Н.А., Лошицький П.П., Синяк Е.Г. Синтез структуры магнитного поля с  
максимальной пространственно-неоднородным распределением для целевой доставки  
магниточувствительных частиц в опухоль // Вісник Національного технічного  
університету України “КПІ”. Серія Приладобудування. – 2015. – № 50(2). – С. 176–187.

**Рекомендовано к публикации:** к.т.н., Николов Н.А.

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, кафедра ФБМЭ, Київ, Україна

УДК 621.25.07.99 + 616.711-002-07

**ДИАГНОСТИКА ПОРАЖЕНИЙ КОСТЕЙ СКЕЛЕТА ПО ДАННЫМ  
ОСТЕОСЦИНТИГРАФИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ КОМПЬЮТЕРНОГО ОБУЧЕНИЯ  
В СРЕДЕ MATLAB**

О.Ю. Ярошенко, Е.П. Топал

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна

**В работе анализируются возможности методов машинного обучения на предмет дифференциальной диагностики поражений костей скелета по данным остеосцинтиграфии. Показано, что на основе компьютерного анализа данных возможно повысить точность диагностики до более 90 %**

**The paper analyzes the possibilities of machine learning techniques for the differential diagnosis of skeletal bone lesions on osteoscintigraphy data. It is shown that on the basis of computer data analysis may improve diagnostic accuracy to more than 90%.**

**Ключевые слова:** остеосцинтиграфия, распознавание образов, артрит, метастаз.

**Key words:** Bone scintigraphy, machine learning, arthritis, metastasis.

**Введение**

Одним из наиболее чувствительных методов диагностики метастатического поражения костей скелета является остеосцинтиграфия (ОСГ) с фосфатными соединениями, меченными  $^{99m}\text{Tc}$  [1]. Как правило, наличие поражённых участков костной ткани определяют по коэффициенту асимметрии накопления радиофармпрепарата (РФП) в патологическом очаге по отношению к некоторой реперной зоне. В качестве реперной зоны выступают костные ткани, эквивалентные по плотности: симметричные или близлежащие участки. В большинстве случаев для большой рандомизированной группы пациентов поражение костей скелета считают при асимметрии 140 % и выше. Однако во многих случаях (порядка 20%), такая дифференциальная диагностика является неадекватной. Другими словами, метод ОСГ обладает высокой чувствительностью, но недостаточной специфичностью [2]. В связи с этим ведутся научные исследования, направленные на уточнение количественных и качественных критериев, усовершенствование методики проведения ОСГ.

Целью работы является статистический анализ количественных критериев кинетики  $^{99m}\text{Tc}$ -пироfosfat при остеосцинтиграфических исследованиях с использованием методов машинного обучения для дифференциальной диагностики воспалительных и метастатических поражений в костях скелета.

**Пациенты и методы исследования**

Полифазная ОСГ [3-4] была проведена 81 пациенту: 18 пациентов составили группу «Норма», 22 пациента с артритическими и дегенеративно дистрофическими изменениями

составили группу «Артрит», у 30 пациентов с диагнозом рак грудной железы или рак простаты было выявлены метастатические очаги поражения – группа «МТС», 11 пациентов составили группу с инфекционно-воспалительным процессом в костях, остеомиелитом – «ОМ». При этом, группа «МТС» была поделена на: МТС<sub>0,5</sub> – пациенты у которых асимметрия включения РФП в очаг поражения по сравнению с реперной зоной находилась в пределах 115-130 %, и МТС<sub>1</sub> – где асимметрия превышала 140 %. Средний возраст пациентов 62±10 года.

Исследования проводили на гамма-камере Infinia Hawkeye TM производства "GE" после введения 510-740 МБк <sup>99m</sup>Tc – пирофосфат (технефора) («Радиопрепарат», Узбекистан ).

Всем пациентам была проведена трехфазная ОСГ по следующему протоколу:

I фаза (ангиографическая) - динамическое исследование сразу после внутривенного болюсного введения РФП. Использовался низкоэнергетический коллиматор высокого разрешения, матрица кадра - 64x64 или 128x128 пикселей . Динамическая запись изображения проводилась в течение 2 минут с экспозицией 1 кадр в 2 секунды .

II фаза (ранняя статическая) выполнялась в статическом режиме сразу после ангиографической фазы. Матрица кадра - 256x256 , время экспозиции кадра – 2 мин.

III фаза (статическая отсроченная) проводилась аналогично II фазе через 2-4 часа после введения РФП. Матрица кадра - 256x256 , время экспозиции кадра – 2 мин.

Для количественного анализа кинетики РФП в костной ткани рассчитывали следующие показатели:

- удельное накопление РФП ( $F$ ) в зоне интереса:

$$F = [(I/S_i)/t]/[\Delta I_s/t_s],$$

где индекс  $i$  – номер фазы полифазной ОСГ,  $I_i$  – скорость радиоактивного счета в зоне интереса;  $S_i$  – площадь зоны интереса,  $t$  – время экспозиции кадра;  $\Delta I_s$  – разница скорости радиоактивного счета в шприце до и после введения РФП в организм;  $t_s$  – время экспозиции кадров при радиометрии шприца.

- асимметрия удельного накопления РФП в очаге поражения по отношению к условно непораженной ткани:

$$A = F_i^M / F_i^N,$$

где индекс M соответствует зоне интереса очага поражения, N –непораженного участка.

- параметры линейной аппроксимации кинетики РФП уравновешенной концентрации препарата в крови во время первой ангиографической фазы:

$$y = ax + b,$$

где  $y$  – модельное значение радиоактивности,  $x$  – время (с),  $a$ ,  $b$  – параметры прямой.

- индекс ретенции РФП в патологическом очаге:

$$I_r = (F_{II} - F_{I}) / F_{II} \times 100 = (1 - F_{I} / F_{II}) \times 100.$$

Машинное обучение распознавания заболевание проводилось в среде Matlab 2015, где анализировались методы распознавания образов Complex Tree, Fine Gaussian SVM, Fine KNN, Ensemble Bagget Trees, Ensemble Subspace KNN.

### Результаты исследования

При статистическом анализе количественных показателей кинетики РФП в зонах интереса было показано, что между группами пациентов в той или иной степени существуют достоверные различия. Кроме того, показано, что функция плотности распределения вероятности всех количественных показателей описывается нормальным законом распределения. В среднем на основе статистического анализа совокупности количественных критериев возможно проводить дифференциальную диагностику участков поражения костей скелета. Однако, законы плотности распределения вероятности количественных показателей достаточно сильно перекрываются, что может вызывать недопустимые ошибки в диагностике. Вероятно, именно по этой причине, метод комплексных деревьев (Complex Tree) при машинном обучении в среде Matlab показал наименьшую точность распознавания заболевания (табл.1).

Результаты машинного обучения распознавания заболевания костей скелета представлены в табл. 1 – 3, где ИПС – истинноположительное распознавание, ЛОС – ложноотрицательное распознавание, ПП / ЛП – правильное и ложное распознавание.

Таблица 1. Результаты машинного обучения методом Complex Tree

		Предсказанный класс					Реальный класс
		Артрит	MTC <sub>0,5</sub>	MTC	ОМ	Норма	
Артрит	18 22,2%	0 0%	4 4,9%	0 0%	0 0%	0 0%	81,8% 18,2%
MTC <sub>0,5</sub>	0 0%	5 6,2%	7 8,6%	0 0%	0 0%	0 0%	41,7% 58,3%
MTC	0 0%	1 1,2%	17 21%	0 0%	0 0%	0 0%	94,4% 5,6%
ОМ	0 0%	1 1,2%	2 2,5%	8 9,9%	0 0%	0 0%	72,7% 27,3%
Норма	0 0%	0 0%	0 0%	0 0%	18 22,2%	0 0%	100,0% 0,0%
ИПС	100%	71,4%	57%	100%	100%		
ЛОС	0%	28,6%	43%	0%	0%		

Таблица 2. Результаты машинного обучения методом Fine Gaussian SVM и Fine KNN

		Предсказанный класс					Реальный класс
		Артрит	MTC <sub>0,5</sub>	MTC	ОМ	Норма	
Артрит	22 22,2%	0 0%	0 0%	0 0%	0 0%	0 0%	100,0% 0,0%
MTC <sub>0,5</sub>	4 4,9%	8 9,9%	0 0%	0 0%	0 0%	0 0%	66,7% 33,3%
MTC	0 0%	0 0%	18 22,2%	0 0%	0 0%	0 0%	100,0% 0,0%
ОМ	2 2,5%	0 0%	0 0%	9 11,1%	0 0%	0 0%	81,8% 18,2%
Норма	3 3,7%	0 0%	0 0%	0 0%	15 18,5%	0 0%	83,3% 16,7%
ИПС	71%	100,0%	100%	100%	100%	100%	
ЛОС	29%	0,0%	0%	0%	0%	0%	

Таблица 3. Результаты машинного обучения методом Ensemble Bagget Trees  
Предсказанный класс

		Артрит	МТС <sub>0,5</sub>	МТС	ОМ	Норма	ПП/ЛП
Реальный класс	Артрит	22 27,2%	0 0%	0 0%	0 0%	0 0%	100,0% 0,0%
	МТС <sub>0,5</sub>	0 0%	11 13,6%	1 1,2%	0 0%	0 0%	91,7% 8,3%
	МТС	0 0%	0 0%	18 22,2%	0 0%	0 0%	100,0% 0,0%
	ОМ	0 0%	0 0%	0 0%	11 13,6%	0 0%	100,0% 0,0%
	Норма	0 0%	0 0%	0 0%	0 0%	18 22,2%	100,0% 0,0%
	ИПС	100%	100,0%	95%	100%	100%	
		ЛОС	0%	0,0%	5%	0%	0%

Общая точность методов машинного обучения и распознавания образов исследуемых методов следующая: Complex Tree - 81,5 %, Fine Gaussian SVM - 88,9 %, Fine KNN - 88,9 %, Ensemble Bagget Trees - 98,8 %, Ensemble Subspace KNN - 99 %. Отметим, что по литературным данным (Strobel K. Et al., 2007, Bristow A.R., 2008, Giovanella L. et al., 2011) точность ОСГ составляет 70-89%.

### Выводы

Полифазная ОСГ, а так же методы машинного обучения, такие как Fine Gaussian SVM, Fine KNN, Ensemble Bagget Trees, Ensemble Subspace KNN позволяют добиться точности дифференциальной диагностики костей скелета на предмет воспалительных или метастатических поражений более, чем 90 %.

### Литература

1. Kido D.K., Gould R., Taati F. et al. Comparative sensitivity of CT scans, radiographs, and radionuclide bone scans in detecting metastatic calvarial lesions // Radiology. – 1978. – Vol.128. – P. 371–375.
2. Strobel K., Burger C., Seifert B. et al. Characterization of Focal Bone Lesions in the Axial Skeleton: Performance of Planar Bone Scintigraphy Compared with SPECT and SPECT Fused with CT // AJR. – 2007. – Vol. 188. – P.W467–W474
3. Зоркальцев М.А., Завадовская В.Д., Килина О.Ю. и др. Возможности трехфазной сцинтиграфии в диагностике диабетической остеоартропатии // Бюллетень сибирской медицины. – 2012. – № 5. – С. 5–11.
4. Кундін, В. Ю., СатирМ.В. Багатофазова остеосцинтиграфія в діагностиці доброкісних, запальних, травматичних та метаболічних уражень кісток і суглобів // Лучевая диагностика, лучевая терапия. – 2012. – № 4 – С. 67–76.

**Рекомендовано к публикации:** к.т.н., Николов Н.А.

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, кафедра ФБМЭ, Київ, Україна

УДК 616.61-006

**МЕТОДИКА АНАЛІЗУ ЕФЕКТИВНОЇ ПЕРФУЗІЇ НИРКИ ЯК РОЗПОДІЛЕНОЇ СИСТЕМИ  
ПО ДАНИМ НЕПРЯМІЙ РЕНАНГІОСЦИНТИГРАФІЇ**

В.С. Ступницький

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна, e-mail:  
vladimir7stupnytskiy@gmail.com

**В статті розглядається аналіз сцинтиграфічних зображень непрямої ренангіографії пацієнтів хворих на хронічний піелонефрит. Розроблено оригінальний алгоритм для аналізу типів кінетичних кривих радіофармпрепарату в нирках та їх подальшій класифікації. Зазначений алгоритм надає можливість на кількісному рівні оцінювати явище синхронізації функціонального стану груп нефронів.**

**The analysis of indirect renangiography's images of the patients with chronic pyelonephritis is explored in the article. Original algorithm for analyze of the kinetic curves' types of radiopharmaceuticals in the kidneys and their further classification is elaborated. This algorithm allows to evaluate phenomenon of the synchronization of groups nephrons' functional status on the quantitative level.**

**Ключові слова:** непряма ангіографія, сцинтиграфія, нирки.

**Keywords:** *indirect angiography, scintigraphy, kidneys.*

### Вступ

Одним із найбільш інформативних методів діагностики сечовидільної системи є радіонуклідна діагностика. Даний метод дозволяє дослідити анатомо-топографічні особливості нирок, тобто де і як розташовані нирки, їх кількість, розміри, наявність аномалій розвитку. Основною перевагою радіонуклідних методів дослідження нирок в порівнянні з іншими методами діагностики є можливість дослідження функціонального стану сечовидільної системи. Це дає можливість оцінити кількість функціонуючої паренхіми нирок, секреторну, фільтраційну та екскреторну функцію нирок.

Візуалізація нирок відбувається за рахунок використання нефротропних препаратів, тобто таких, які фактично спеціалізовано накопичуються в нирках. До цих препаратів прикріпляється радіоізотопна мітка, зокрема  $^{99m}\text{Tc}$ . Саме завдяки радіонуклідним ізотопам є можливість отримати інформацію про розподілення препарату в організмі.

Непряма ангіографія дозволяє оцінити ефективну перфузію кровопостачання нирки. За свою сутністю ця методика подібна до експериментального вимірювання імпульсної характеристики системи.

Під час проведення дослідження, запис інформації починається відразу після болюсного введення радіофармпрепарату в організм з часом експозиції якомога меншим, близько 1-2 с,

протягом 30-60 с. Удосконаленню обробці та аналізу непрямої ангіографії присвячено дана робота.

Метою роботи є розробка методики аналізу ефективної перфузії нирки як розподіленої системи по даним непрямої ренангіосцинтиграфії.

### Методика аналізу зображень

Сцинтиграфічні зображення непрямої ренангіографії характеризуються низькою роздільною здатністю. Тому ефективна перфузія тканин оцінюється за кінетикою РФП у всій нирці (рис.1). В цьому випадку, нирка представляється як зосереджена система, тобто як математична точка. В свою чергу це призводить до втрати діагностичної інформації, яка характеризує нирку як просторово-розподілену систему.

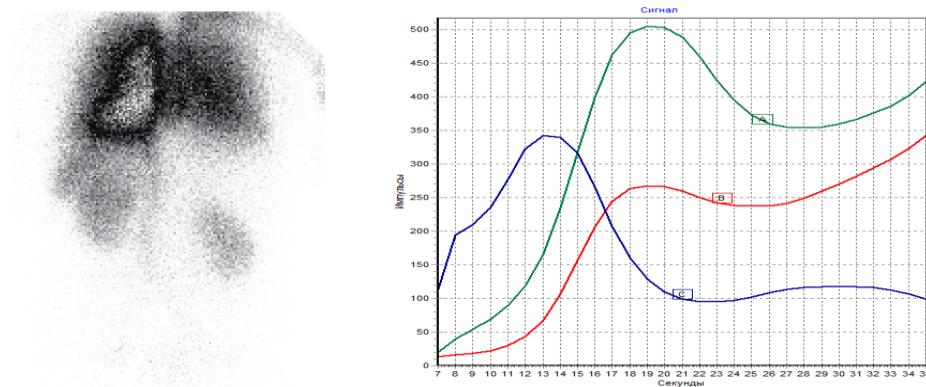


Рис. 1. Ангіографічне зображення нирок на 10 с після введення РФП та кінетика препарату в лівій нирці (А), в правій нирці (В), та в серці (С)

Розроблено оригінальний алгоритм для аналізу типів кінетичних кривих радіофармпрепарату в судинах досліджуваного органу. Після завантаження зображення та виділення області зони інтересу будується крива кінетики РФП в пікселі. Отримані криві попередньо апроксимуються, а потім на основі кореляційного аналізу об'єднуються в типи. Отримані типи кривих класифікують за їх формою. В розробленому алгоритмі виділено чотири класів кривих за формулою. Після цього проводиться статистичний аналіз кількісної приналежності кривих до кожного з класів.

Класифікація кривих була проведена наступним чином:

До 1 класу кривих належать великі кровоносні судини артеріального притоку. Крива характеризується двома максимумами. Перший максимум має більше значення інтенсивності ніж другий. Перший максимум знаходиться по осі часу лівіше ніж певне порогове значення.

Порогове значення визначається часом першого мінімуму кінетичної кривої серця.

Другий клас кривих характеризує менші за площею поперечного перерізу кровоносні судини – артеріоли. Крива володіє двома високоамплітудними максимумами, перший максимум знаходиться правіше за порогове значення, тобто сигнал затриманий в часі.

Третій клас кривих притаманний кровоносним судинам, що відповідають за венозний відтік нирки. Крива характеризується двома максимумами. Перший максимум має менше

значення інтенсивності ніж другий. Це означає, що введена речовина починає виводитися з органу, що досліджується

Криві 4-го класу не мають високоамплітудних максимумів, крива є більш згладженою. Клас характеризує дрібні кровоносні судини в яких швидкість та тиск крові незначні.

В алгоритмі існує й п'ятий клас кривих кінетики РФП. До цього класу віднесено криві, які описують артефакти, що виникають при дослідженні.

Для апробації методики аналізу зображень будо проаналізовано дані напрямової ренангіосцинтиграфії 54 нирок у 30 пацієнтів. Ангіографію проводили з РФП  $^{99m}\text{Tc}$ -ДМСО (диметиленсуцинатоцет). Основний діагноз захворювання нирок у пацієнтів, що досліджувались – пієлонефрит.

Сцинтиграфічні зображення нирок були розділені на три групи: перша – нирки з достатньою функціональною здатністю паренхіми, з рівномірним розподіленням РФП, друга група – з достатньою функціональною здатністю паренхіми, але з ознаками вогнищевих змін, які трактуються як ділянки склерозу, третя група – з помірно зниженою функціональною активністю паренхіми з дифузійно-нерівномірним розподілом препарату. Функціональну активність паренхіми оцінювали на снові відсотка включення РФП в нирку по відношенню до введеного активності.

### Результати досліджень

Результати ймовірності спостереження класу кривих кінетики РФП в точці представлени в таблиці 1.

**Таблиця 1. Ймовірністі спостереження класу кривих кінетики РФП в точці**

Група зображень нирок	Ймовірність спостереження класу кривих кінетики РФП в точці				Ентропія ймовір-нісного розпо-ділення	Питомий відсоток включення РФП в нирку, %/см <sup>2</sup>
	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$		
I – відносно рівномірний розподіл РФП	$0,28 \pm 0,05$	$0,21 \pm 0,03$	$0,35 \pm 0,08$	$0,16 \pm 0,02$	$1,18 \pm 0,07$	$0,18 \pm 0,01$
II – вогнищево нерівномірний розподіл РФП	$0,32 \pm 0,04$	$0,09 \pm 0,03$	$0,45 \pm 0,04$	$0,14 \pm 0,02$	$1,00 \pm 0,04$	$0,19 \pm 0,02$
III – дифузійно нерівномірний розподіл РФП	$0,26 \pm 0,03$	$0,17 \pm 0,03$	$0,35 \pm 0,04$	$0,22 \pm 0,04$	$1,15 \pm 0,04$	$0,12 \pm 0,01$

Аналіз табл.1 показує, що найчастіше фіксуються криви третього класу у всіх групах зображень нирок. Ентропія ймовірнісного розподілу кривих найменша в групі з вогнищевими змінами в паренхімі. При цьому, для пацієнтів, що досліджувались в даній роботі характерна дещо підвищена загальна функція нирок для другої групи зображень. Це свідчить про те, що паренхіма нирок для цих пацієнтів, намагаючись компенсувати функціональну активність «втрачених» нефронів, працює в функціонально напруженому режимі. Цей режим роботи нефронів можна трактувати я гіперфункціональний, а з точки зору динамічного режиму – в

режимі синхронізації [1 2]. Це також підтверджується відносно високими значеннями коефіцієнту кореляції між  $p_2-p_4$  та питомим відсотком включення РФП в нирку ( $|r| \sim 0,7$ ) для другої групи. Для зображень нирок першої групи спостерігається кореляція між питомим відсотком включення РФП в нирку й  $p_2$  ( $r=0,7$ ), для третьої групи значення коефіцієнтів кореляції не перевищувало 0,35.

### Висновки

Розроблений алгоритм аналізу сцинтиграфічних зображень нирок за даними ренангіосцинтиграфії дозволяє отримати додаткову корисну інформацію про функціональний стан паренхіми нирок. Удосконалення цього методу аналізу зображень дозволить на кількісному рівні оцінювати явище синхронізації функціонального стану груп нефронів, що надасть принципово нову діагностично важливу інформацію спеціалістам ядерної медицини та лікарям-нефрологам.

### Література

1. Синхронизация ансамблей нефронов по данным реноцинтиграфии /Николов Н.А., Коваленко Н.Н., Супруньюк Д.А., Каминская А.Л., Кундин В.Ю./ // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Приладобудування. – 2015. – Вип. 49(1). – С. 158-169.
2. Емельянова Ю. П. Динамика связанных нефронов и режим широкополосной синхронизации / Ю. П. Емельянова, А. П. Кузнецов, Э. Мозекилде, Я. Л. Лаугесен // Нелинейная динамика. – 2012. – Т. 8, № 5. – С. 875 – 896.

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

## ОЦІНКА ІНФОРМАТИВНОСТІ ВІДВЕДЕНЬ ЕЛЕКТРОКАРДІОГРАМИ ПАЦІЄНТА

А.В. Сікач

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [SikachAnd@gmail.com](mailto:SikachAnd@gmail.com)

Розглядаються варіант порівняльної оцінки інформативності відведень електрокардіограми (ЕКГ) пацієнта в задачі розпізнавання типів QRS-комплексів. Кількість відведень – дванадцять. Типи QRS-комплексів – N(Normal beat), A(Atrial premature beat) і V(Premature ventricular contraction). Отримані результати – порівняльні оцінки імовірностей розпізнавання комплексів по відведеннях та імовірностей похибок їх розпізнавання на прикладі обрблених кардіографій конкретного пацієнта. Середовище досліджень MATLAB.

The variants informative comparative assessment leads ECG patient recognition task types QRS-complexes. Number of leads - twelve. Types of QRS-complexes - N (Normal beat), A (Atrial premature beat) and V (Premature ventricular contraction). The results - a comparative assessment of the probability recognition systems leads to the probability of errors and their recognition by the example obrblenyh cardiography individual patient. Research MATLAB environment.

**Ключові слова:** діагностичні системи, електрокардіографія, наавчання з вчителем, розпізнавання сигналів, інформативність відведень.

**Keywords:** diagnostic systems, electrocardiography, studying with teacher, recognition signals, information leads.

### Вступ

Проблема серцево-судинних захворювань є одною з найгостріших та складних в сучасній медицині. Вони можуть проявляти себе раптово, швидкоплинно, з виникненням критичних станів, важких наслідків, загрози для життя та мають масове розповсюдження. Проблема вирішується одночасно за багатьма напрямами. Значне місце належить забезпеченню вчасної та якісної діагностики, зокрема, шляхом удосконалення програмно-апаратних засобів аналізу сигналів ЕКГ. Значні засилля докладаються до пошуку діагностично цінних ознак сигналів.

Досліджуються потенційні можливості підвищення якості діагностики пацієнтів з урахуванням накопиченого системами діагностики досвіду прийняття діагностичних рішень. Рішення задачі виявлення може бути побудовано на основі різних процедур статистичної обробки сигналів, отриманих при діагностичному обстеженні пацієнтів [1, 2, 4, 5]. Один з напрямків вирішення цього завдання пов'язаний з оцінкою значень кореляційних інтегралів.

### Кореляційний метод прийняття рішень під час розпізнавання сигналів

У загальному випадку для розпізнавання сигналів потрібні такі априорні дані [2, 4]: перелік класів розпізнаваних сигналів, алфавіт (категорії) їх опису, характеристики характерних образів (еталони) – рис. 1. В роботі розглядаються дані пацієнта[7].

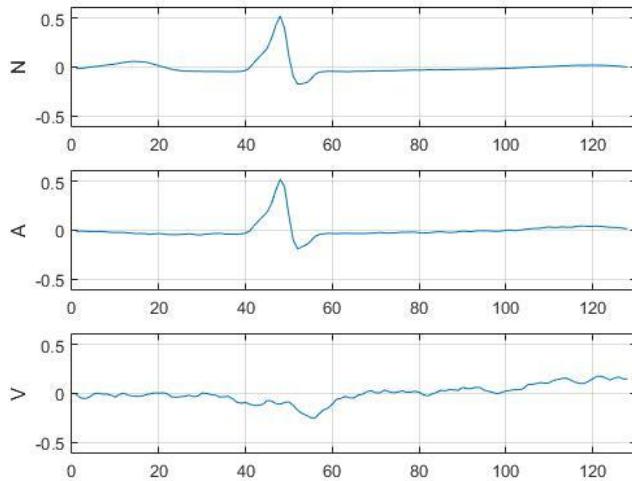


Рис. 1 – Еталонні комплекси N, A і V типів для I відведення.

Використаний критерій прийняття рішень в кореляційному методі ґрунтуються на обчисленні кореляційних інтегралів, які є показниками подібності вхідного сигналу з кожним з еталонів. Рішення приймається по максимуму значень кореляційних інтегралів.

Розрахунок кореляційних інтегралів здійснюється за формулою [6]:

$$z = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} u(t)s(t)dt,$$

де  $N_0$  — спектральна щільність шуму по потужності,  $s(t)$  — еталонний очікуваний сигнал (в даному випадку – характеристика його форми),  $u(t)$  — вхідний сигнал у вікні спостереження (також характеристика його форми). З іншого боку це є скалярним здобутком  $z = (s(t), u(t))$  сигналу та еталона.

Схема кореляційного приймача в цьому разі має такий вигляд [6] — рис. 2.

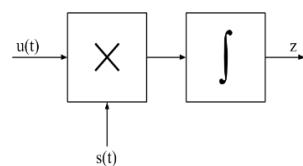


Рис. 2 – Кореляційний приймач повністю відомого сигналу

Перед розрахунку кореляційного інтегралу сигнали нормуються по енергії. Максимум значення( $z=1$ ) кореляційний інтеграл досягає лише у разі повного збігу сигналу та еталону. в цілому  $z \in [-1,+1]$ .

Розрахунки кореляційних інтегралів та прийняття рішень здійснюється рід час оброблення навчальної вибірки блоком аналізу поточної ЕКГ з розпізнаванням типів QRS-комплексів (рис. 3).

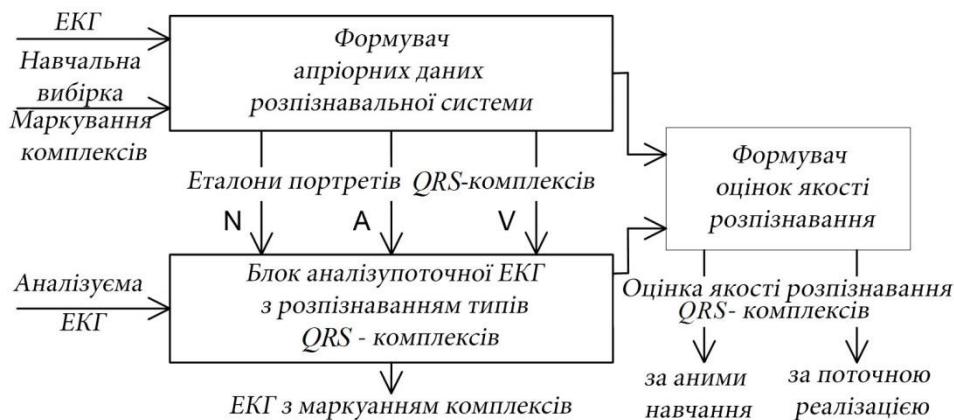


Рис. 3 – Структура аналізатора сигналу

Наведенні вище еталонні комплекси отриманні з формувачем априорних даних розпізнавальної системи.

#### Порядок та результати оцінки інформативності відведені електрокардіограмами пацієнта

Дослідження були проведенні за такою схемою. Відведення ЕКГ аналізувалися почергово, для кожного з них здійснювалось розпізнавання типів комплексів. З урахуванням коментаря до типів комплексів у навчальній виборці здійснювався підрахунок вірних та помилкових рішень які приймалися кореляційним приймачем. Розраховувалися відповідні відносні частоти значення ких були відображені графічно(рис. 4)

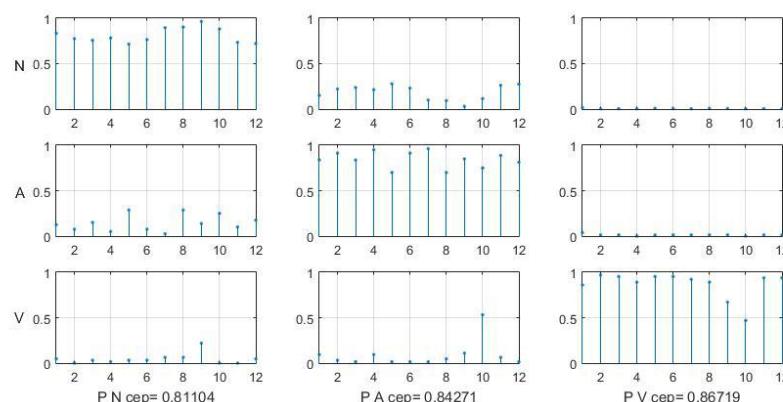


Рис. 4 - Оцінки інформативності відведені електрокардіограмами пацієнта

Отриманні дані дозволяють порівняти відведення ЕКГ по їх інформативності для кожного з розглянутих типів комплексів.

### Висновки

Використаний програмний інструментарій аналізу сигналів і результати дослідень інформативності відведень електрокардіограми навчальної вибірки можуть знайти використання під час подальшого удосконалення процедур аналізу даних електрокардіографії.

### Література:

1. Генкин, А.А. Новая информационная технология анализа медицинских данных (программный комплекс ОМИС) / А.А. Генкин – СПб.: Политехника, 1999. - 191 с.: ил.
2. Дюк, В. Информационные технологии в медико-биологических исследованиях [Текст] / В. Дюк, В. Эммануэль – СПб.: Питер, 2003. – 312-333 с.
3. Антомонов, М.Ю. Математическая обработка и анализ медико-биологических данных [Текст] / М.Ю. Антомонов – М.: Наука, 2005. – 558 с.
4. Васильев, В.И. Распознающие системы. Справочник. / М.Ю. Антомонов – Киев, «Наукова Думка», 1983. - 421 с.: ил.
5. Мінцер, О.П. Інформаційні технології в охороні здоров'я і практичній медицині: У 10 кн. Кн. 5. Оброблення клінічних і експериментальних даних у медицині: навч. посіб. / О.П. Мінцер, Ю.В. Вороненко, В.В. Власов – К.: Вища школа, 2003. - 350 с.: іл.
6. Коростелев, А. А. Теоретические основы радиолокации: учебн. пособие для вузов / А. А. Коростелев, Н. Ф. Клюев, Ю. А. Мельник, А. А. Вегетягин, В. А. Губин, В. Е. Дулевич и др. – М. : Сов. радио, 1978. – 608 с.
7. "PhysioBank Archiv Index." <http://physionet.org/physiobank/database/>

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н. доц. Шуляк О.П. НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

## РОЗРОБКА ПРОГРАМНОГО КОМПЛЕКСУ ПУЛЬСОКСИМЕТРУ

Культюгіна К.А.

НТУУ «КПІ», Факультет біомедичної інженерії, Київ, Україна, e-mail: krapka94@mail.ru

Сотніков В.Е.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail:artmix71@ya.ru

**В даній статті запропонований метод розрахунку частоти серцевих скорочень та сатурації кисню у крові на основі даних отриманих з апаратної частини. У середовищі LabView розроблена приста у використанні програма, що може використовуватись з будь-яким сенсором апаратної частини. Результат роботи програми перевірений і порівняний з реальним пульсоксиметром.**

**In the article heart rate and oxygen saturation in the blood calculation method based on hardware data were proposed. Easy to use application in the LabView environment, which can be used with any hardware sensor, was developed. Program results were tested and compared with real pulse oximeter.**

**Ключові слова:** Пульсоксиметр, ЧСС, сатурація кисню, LabView.

**Key words:** Pulse oximeter, heart rate, oxygen saturation, LabView.

### Вступ

Існує безліч патологій, які супроводжуються хронічною нестачею кисню в крові (гіпоксією). В цьому випадку показник сатурації кисню крові вимагає постійного спостереження[1]. На сьогоднішній день існує велика кількість пульсоксиметрів, що контролюють вміст кисню в крові та частоту серцевих скорочень(ЧСС). У більшості випадків пульсоксиметр коштує невідповідно дорого за рахунок того що містить як програмну так і апаратну частину. Через те, що сьогодні надзвичайно поширені персональні комп'ютери(ПК) як у медичних закладах так і вдома, можна значно здешевити пристрій, розділивши програмну та апаратну частини. Тобто аналізувати результати з апаратної частини за допомогою ПК.

Таким чином, метою роботи є розробка простого у використані програмного комплексу пульсоксиметру, такого що без труднощів може бути налаштований для роботи з будь-якими сенсором апаратної частини.

### Програмний комплекс пульсоксиметру

Апаратною частиною будемо вважати два джерела світла з різними довжинами хвиль тафотоприймач, який на виході формує дискретну пульсову хвиллю. Програмна частина, в свою чергу, має проаналізувати отримані дані, розрахувати сатурацію кисню в крові та ЧСС, а також вивести застереження, якщо показники знаходяться за межами норми.

Вхідними даними будемо вважати файл типу Microsoft Excel, що містить виміри пульсової хвилі з апаратною частини з відомою частотою дискретизації. Програма буде працювати за алгоритмом, що зображенено на рис. 1.



Рис. 1 Алгоритм роботи програмного комплексу пульсоксиметру

Графічна мова G, яка застосовується в LabVIEW, дозволяє швидко і ефективно розробляти різноманітні програми, зокрема і для медичних приладів. Тому для реалізації даної програми була обрана платформа LabVIEW, яка ідеально підходить для розробки такого виду завдань.

Після завантаження файлу з сигналом за допомогою функції «Array Size»[2,3] можна знайти кількість відліків  $N$ , та побудувати графік пульсової хвилі для візуалізації отриманих даних.

Після побудови графіку, знаючи частоту дискретизації можна знайти тривалість записаного сигналу за формулою(1).

$$T = \frac{N}{F_s}, \quad (1)$$

де  $N$  - кількість відліків сигналу;

$F_s$  - частота дискретизації.

За допомогою функції «Waveform Peak Detection» знаходиться кількість піків на графіку[2,3]. Далі розраховується ЧСС за формулою(2), знаючи, що отримана кількість піків відноситься до довжини сигналу так само як шукане ЧСС до 1 хвилини, тобто 60 секунд.

$$\text{ЧСС} = \frac{60n}{T}, \quad (2)$$

де  $n$  - кількість піків на графіку,

$T$  - тривалість сигналу.

Ступінь поглинання світлових хвиль залежить від ступеня насыщеності гемоглобіну крові киснем[4]. Чим більше кисню, тим більший ступінь поглинання, відповідно тим менше середнє значення сигналу. Тобто відкалібрувавши один раз прилад, можна визначати ступінь насыщеності

крові киснем за допомогою формули(3). Під калібруванням мається на увазі, вимірювання середнього значення сигналу для людини, з точно відомою сатурацією кисню(наприклад 100%).

$$SpO_2 = \frac{S_N}{S} \cdot 100\% , \quad (3)$$

де  $S$  - середнє значення сигналу;

$S_N$  - середнє значення сигналу, що відповідає значенню  $SpO_2 = 100\%$  .

Середнє значення сигналу у формулі (3) можна знайти за допомогою функції «Cycle average and RMS»[2,3].

Після розрахунку ЧСС та  $SpO_2$  відбувається їх аналіз. Зокрема, у випадку, якщо отримані значення ЧСС та/або  $SpO_2$  знаходяться поза межами норми, користувач побачить застереження та червоний індикатор. Результат роботи програми можна зберегти у одному з двох форматів: .html або .doc.

Схема розробленого комплексу у середовищі LabVIEW зображена на рис. 2.

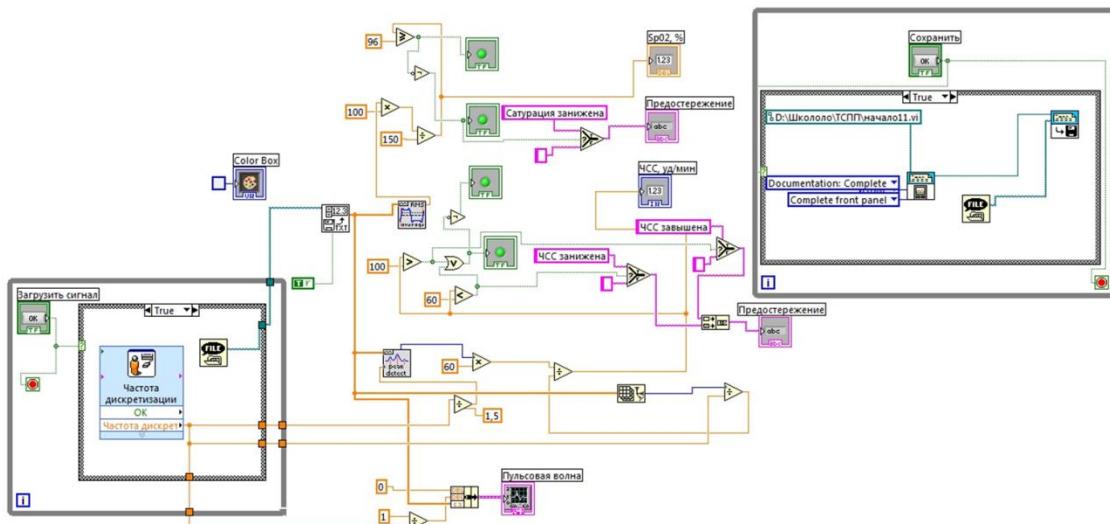


Рис. 2 Реалізація програмного комплексу пульсоксиметру

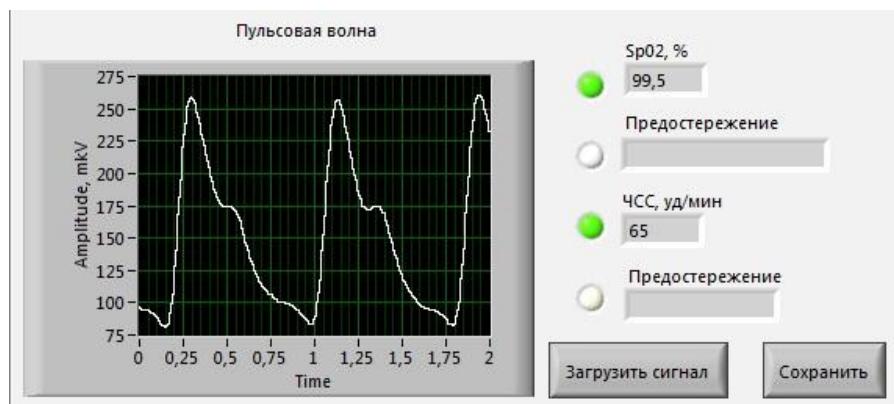


Рис. 3 Інтерфейс програмного комплексу

Приклад використання отриманого програмного продукту зображенено на рис. 3. Дані, що оброблялися отримано з реального пульсоксиметра.

Робота програми перевірялась наступним чином. Програма була відкалібрована, а потім були оброблені 10 пульсових хвиль вимірюваних за допомогою реального пульсоксиметру. Отримані значення ЧСС і сатурації кисню у крові повністю збігаються з показниками приладу.

### **Висновки**

У даній роботі було розроблено програмний комплекс пульсоксиметра, який за допомогою пульсової хвилі, що отримана з апаратної частини, розраховує ЧСС та вміст кисню в крові. Запропонований програмний комплекс є дуже простим у використані і після калібрування може використовуватись з будь-яким апаратним сенсором. Він може бути вдосконалений, якщо підключити апаратну частину одразу до ПК, тобто можна буде працювати напряму з сигналом фотоприймача. Ціна такого пульсоксиметра буде значно нижчою, порівняно з аналогами.

### **Література**

1. Малиновский Е. Л. Учебно-методическое пособие по использованию пальцевой фотоплетизмографии [Электронный ресурс]. 2009.  
Режим доступу:[http://www.tokranmed.ru/metod/fpg\\_cllinik\\_1.htm](http://www.tokranmed.ru/metod/fpg_cllinik_1.htm).
2. Кисельова О.Г. Практикум з програмування в NI LabVIEW: навч. посіб. / О.Г. Кисельова, А.В. Соломін. – К.: НТУУ «КПІ», 2012. – 200 с.
3. Тревис Дж. LabVIEW для всех / Джейфри Тревис: Пер. с англ. Клушин Н. А. - М.: ДМК Пресс; ПриборКомплект, 2005. - 544 с.
4. Пульсоксиметрия. [Електронний ресурс].  
Режим доступу: <http://www.pulsoksimeetr.biz/stat/pulsoksimetriya.php>.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доцент Зубчук В. І.

НТУУ «КПІ», Факультет біомедичної інженерії, кафедра БМІ, Київ, Україна

УДК 628.981

## ИССЛЕДОВАНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ПУЛЬСАЦИИ СВЕТОДИОДНЫХ ЛАМП

Культюгина К. А.

НТУУ «КПИ», Факультет биомедицинской инженерии, Киев, Украина, e-mail: krapka94@mail.ru

Сотников В. Э.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: artmix71@ya.ru

В данной статье представлены результаты исследования коэффициента пульсации светового потока светодиодных ламп и проанализировано его влияние на здоровье человека. Для 12 образцов, рассчитан коэффициент пульсации, индекс пульсации, а также произведено сравнение светодиодных ламп и ламп накаливания. Предложены пути уменьшения пульсации светового потока.

In the article research results of luminous flux flicker percent of LED lamps are presented and analyzed its impact on human health. Percent flicker and flicker index were calculated for 12 samples, comparison of LED and incandescent lamps were made. Ways of reducing light flux flicker were proposed.

**Ключевые слова:** Светодиодные лампы, коэффициент пульсации, индекс пульсации.

**Key words:** LED, percent flicker, flicker index.

### Введение

Пульсации искусственного света, излучаемого лампами, оказывают существенное негативное влияние на здоровье человека – в первую очередь на органы зрения и центральную нервную систему. Типичные симптомы воздействия пульсирующего светового потока – повышенная утомляемость, сухость и боль в глазах, головные боли, раздражительность. При длительном воздействии пульсации света могут приводить к хроническим заболеваниям[1]. В последнее время светодиодные лампы обретают большую популярность. Они более экономичные и энергоэффективные. Не смотря на это, большинство из них имеют большой уровень пульсации светового потока.

Цель данной работы – изучить уровень пульсации света современных светодиодных ламп и проанализировать его влияние на здоровье человека.

### Исследование коэффициента пульсации

Пульсации светового потока наиболее часто характеризуются двумя параметрами: коэффициентом пульсации(Percentflicker) и индексом пульсации(FlickerIndex)[2]. Оба параметра можно определить, исследуя зависимость освещенности от времени.

Коэффициент пульсации освещенности определяют как отношение амплитуды колебаний к их среднему значению[3]. В случае, когда форма сигнала близка к синусоидальной, его вычисляют по формуле(1)

$$K_p = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}} \cdot 100\% , \quad (1)$$

где  $E_{\max}$  – максимальное значение освещенности за период;

$E_{\min}$  – минимальное значение освещенности за период.

Недостатком этого параметра является то, что он не несет информацию о форме сигнала. Для этого вводят другой параметр – индекс пульсации. Его определяют как отношение площади под кривой над средним значением сигнала к площади под кривой всего сигнала[2]. Индекс пульсации вычисляют по формуле(2)

$$P_i = \frac{S_1 - S_2}{S_1 + S_2} , \quad (2)$$

где  $S_1$  – площадь под кривой над средним значением сигнала за один период;

$S_2$  – площадь под кривой всего сигнала за один период.

Для измерения уровня освещенности от времени был использован фотодиод, направленный на исследуемую лампу. Ток через фотодиод изменяется пропорционально освещенности[4]. Измеряя напряжение на последовательно включенном с фотодиодом резисторе с помощью осциллографа, были получены зависимости освещенности от времени для разных образцов светодиодных ламп и ламп накаливания. Пример такой зависимости показан на рис. 1 для светодиодной лампы и на рис. 2 для лампы накаливания. Также для более точного определения коэффициента пульсации был использован пульсметр ТКА-ПКМ.

В качестве исследуемых образцов были выбраны 6 светодиодных ламп с разными мощностями от различных производителей, а также 6 ламп накаливания. Результаты исследований приведены в таблице 1.

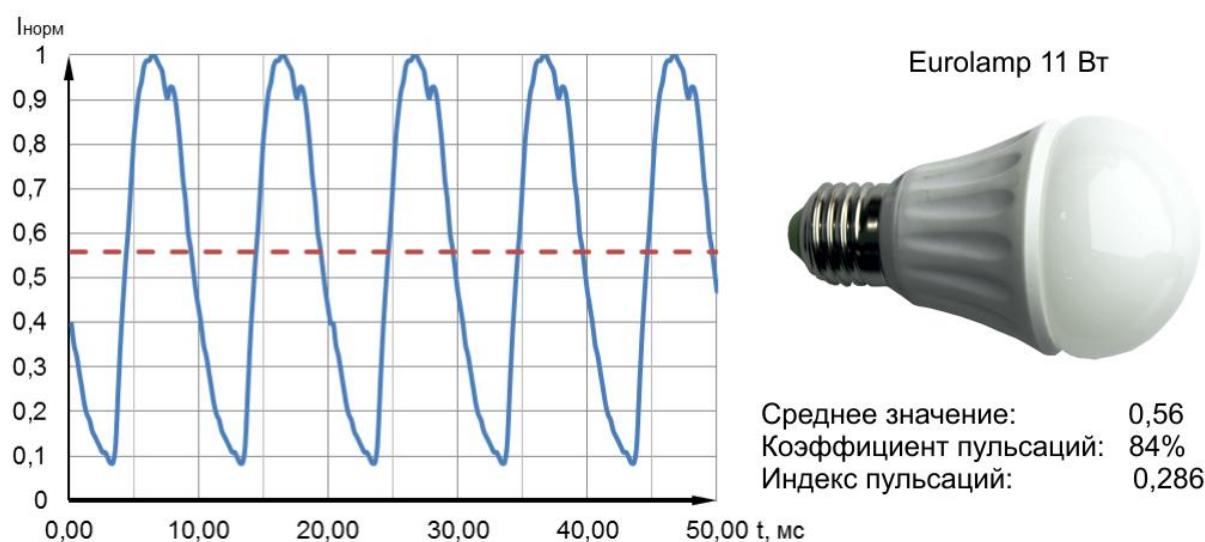
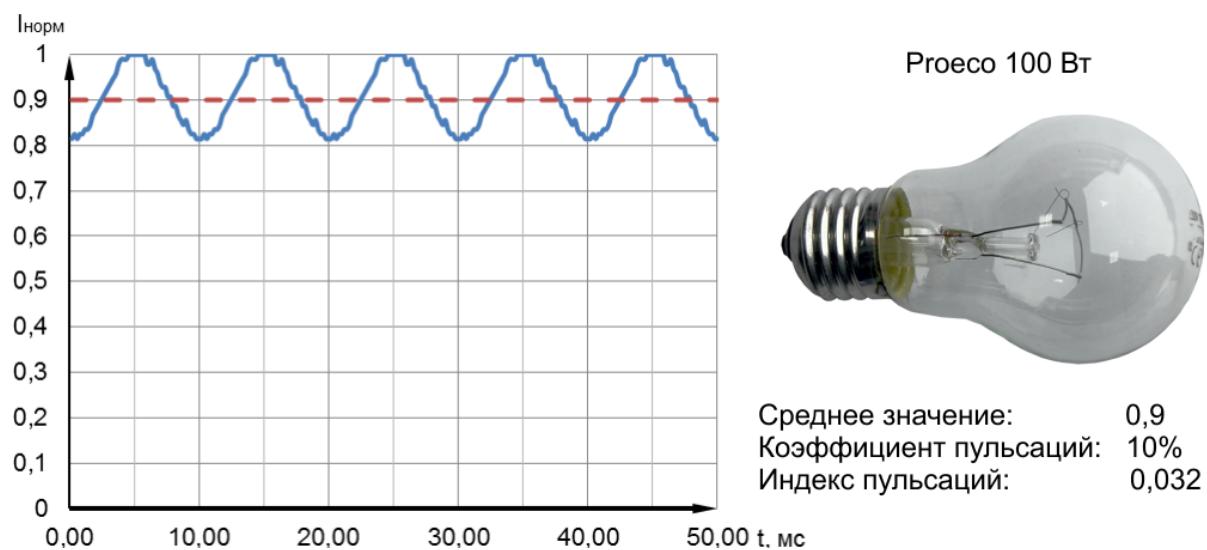


Рис. 1. Зависимость нормированной освещенности от времени для светодиодной лампы Eurolamp мощностью 11 Вт



**Рис. 2. Залежність нормованої освіщеності від часу для лампи накалювання Proesco потужністю 100 Вт**

В ході дослідження частота пульсаций для всіх образців була рівна удвоєній частоті зміни напруження в лініях електропередач і становила 100 Гц. Для такої частоти, рекомендується, щоб коефіцієнт пульсациї не перевищував 20%[2].

Із таблиці 1 видно, що для всіх ламп накалювання коефіцієнт пульсациї не перевищує 20% і являється приємливим.

**Таблиця 1. Сравнительная таблица параметров образцов**

Производитель (тип)	Мощность, Вт	Коэффициент пульсации $K_p$ , %	Индекс пульсации $P_i$
Светкомплект(светодиодная)	10	7	0,018
Civilight(светодиодная)	10	12	0,036
Jooby(светодиодная)	6,5	20	0,059
Osram(светодиодная)	10	35	0,108
Eurolamp(светодиодная)	11	84	0,268
Filament(светодиодная)	4	100	0,52
Volta(лампа накалывания)	40	9	0,026
Iskra(лампа накалывания)	60	12	0,037
Iskra(лампа накалывания)	75	10	0,032
Proesco(лампа накалывания)	100	6	0,019
Iskra(лампа накалывания)	150	4	0,013
Iskra(лампа накалывания)	200	5	0,016

В тоже время, только 3 образца светодиодных ламп показали аналогичные результаты. Остальные светодиодные лампы обладают крайне высоким индексом и коэффициентом пульсации, что является неприемлемым и вредным для здоровья. Долгое нахождение возле таких источников света вызывает быстрое утомление, боль в глазах и головные боли, а в некоторых случаях может стать причиной приступа эпилепсии[2].

Пульсации светового потока в светодиодных лампах зависят от качества преобразователя переменного напряжения в постоянное, а также от качества светодиодного драйвера. Таким образом, наиболее низким коэффициентом пульсации обладают те лампы, в которых хорошо выполнен драйвер и преобразователь напряжения.

### Выводы

В ходе исследования были измерены коэффициенты и индексы пульсации шести светодиодных ламп и шести ламп накаливания. Во всех случаях частота пульсации светового потока составляла 100 Гц. Три из шести исследуемых образцов светодиодных лампы имеют неприемлемо высокий коэффициент пульсаций и при долгом воздействии на человека могут вызывать быструю утомляемость, боли в глазах и даже приступы эпилепсии. Для уменьшения коэффициента пульсаций в светодиодных лампах необходимо использовать более качественные преобразователи напряжения и светодиодные драйверы.

### Литература

1. EcoElectronics [электронный ресурс]: Пульсация ламп. – Режим доступа: <http://eco-e.ru/goodies/stati/svetovaya-sreda/puslation/lamps>
2. U. S. Department of Energy. Energy Efficiency & Renewable Energy. LightFair 2015. FLICKER: Understanding the New IEEE Recommended Practice. Naomi J. Miller. B. Lehman. Internet: [http://energy.gov/sites/prod/files/2015/05/f22/miller%2Blehman\\_flicker\\_lightfair2015.pdf](http://energy.gov/sites/prod/files/2015/05/f22/miller%2Blehman_flicker_lightfair2015.pdf)
3. Alliance for Solid-State Illumination Systems and Technologies (ASSIST). 2012. ASSIST recommends... Flicker Parameters for Reducing Stroboscopic Effects from Solid-state Lighting Systems. Vol. 11, Iss. 1. Troy, N.Y.: Lighting Research Center. Internet: <http://www.lrc.rpi.edu/programs/solidstate/assist/pdf/AR-Flicker.pdf>
4. Борисов О. В. Основи твердотільної електроніки: навч. посіб. / О. В. Борисов; за ред. Ю. І. Якименка. – К.: Освіта України, 2011. – 462 с.

**Рекомендовано к публикации:** к.т.н., доцент Зубчук В. И.

НТУУ «КПИ», Факультет биомедицинской инженерии, кафедра БМИ, Киев, Украина

УДК 621.391

**Исследование методов анализа ЭКГ ВР сигналов для выявления диагностических маркеров миокардиодистрофии у пациентов после ранения**

О.В. Чеснокова

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: olga4ec@yandex.ru

Цель работы – выявление маркеров дистрофии миокарда у пациентов после минно-взрывной травмы посредством анализа ЭКГ ВР сигналов. В работе выполнено исследование ЭКГ ВР сигналов здоровых и раненных пациентов. На основе разложения электрокардиосигналов в базисе собственных векторов проанализированы морфологические дескрипторы как возможные численные характеристики ЭКГ ВР сигналов.

This research is aimed at identifying of myocardial dystrophy markers for patients after a combat mine blast injury by analyzing the HR ECG signals. The study of healthy and injured patients' HR ECG signals was done in the research. The analysis of morphological descriptors as the possible numerical characteristics of HR ECG signals based on the decomposition of the electrocardiosignals in the basis of eigenvectors was done.

**Ключевые слова:** ЭКГ ВР, базис собственных векторов, минно-взрывная травма, дистрофия миокарда.

**Key words:** HR ECG, eigenvector basis, mine-blast trauma, myocardial dystrophy.

### Введение

В последние несколько лет на востоке Украины ведутся боевые действия. В Национальном военно-медицинском клиническом центре «Главный военный клинический госпиталь» МЗ Украины находятся на лечении раненные бойцы АТО. Была поставлена задача выявления маркеров нарушений работы сердца пациентов после ранения с помощью методов и средств электрокардиографии высокого разрешения (ЭКГ ВР).

Первичный анализ результатов боевой травмы свидетельствует о преобладании у пострадавших травмы минно-взрывного происхождения со значительным объемом поражения тканей организма и развитием сопутствующего поражения внутренних органов. От 6,4 % до 59,6 % случаев механических травм разной локализации характеризовались развитием вторичных изменений сердца в виде посттравматической миокардиодистрофии [1].

Множественные очаги повреждений, остшая кровопотеря, ушиб сердца и легких, ранний травматический эндотоксикоз являются основными патогенетическими факторами минно-взрывного ранения. Взаимодействуя между собой, они усугубляют друг друга и формируют порочные патологические круги, составляющие суть патогенеза минно-взрывного ранения [2].

Миокардиодистрофия (дистрофия миокарда) — это заболевание, возникающее при

нарушении обменных процессов в мышце сердца. Она всегда является осложнением какого-либо заболевания, которое, как правило, сопровождается нарушением нормального питания сердечной мышцы. Миокардиодистрофия приводит к снижению тонуса мышечной системы сердца и в финале заболевания вызывает формирование сердечной недостаточности [3].

### I. ЭКГ ВР

ЭКГ ВР представляет собой неинвазивный метод, который позволяет с помощью совершенных технических средств и цифровой обработки электрокардиосигналов регистрировать низкоамплитудные сигналы, не видимые на обычной электрокардиограмме [4]. Данные сигналы с амплитудой до 20 микровольт могут находиться в любой части сердечного цикла.

Для всех систем, реализующих метод ЭКГ ВР, основным этапом является временное усреднение электрокардиограммы. Метод позволяет отделить сигналы от шумов путём существенного улучшения соотношения сигнал/шум [4, 5]. Также с целью увеличения отношения сигнал/шум используют методы фильтрации, основанные на различии спектральных и корреляционных характеристик полезных сигналов и шумов [5]. В системах ЭКГ ВР блок обработки цифровых данных выполняет синхронизацию по *P* и/или *R*-зубцу, ранжирование кардиоциклов и усреднение выбранных сигналов. Если для ранжирования используется кросскорреляционные программы, то необходимо выделять комплексы с коэффициентом корреляции не ниже 95%. В блоке обработки данных выполняется цифровая фильтрация, а затем диагностика на основе расчета и анализа полученных результатов [4, 5].

### II. Разложение ЭКГ ВР сигнала в базисе собственных векторов

Параметры, которые будут описаны ниже, основаны на разложении сигнала в базисе собственных векторов. Для выделения (усилению) наиболее существенных признаков, присущих исследуемому пациенту, составляется ансамбль сигналов ЭКГ, в который входят несколько реализаций в различное время наблюдения [4]. В качестве реализации целесообразно выбрать один период ЭКГ, соответствующий полному циклу возникновения и распространения возбуждения в сердце, и представить в виде массива дискретных значений. В векторном виде каждая реализация

$$E_i = \sum_{j=1}^n e_{ij} \delta_j, \quad (i=1,2,\dots,m) \quad (1)$$

описывается своими координатами  $e_{ij}$ , в системе  $n$ -базисных  $\delta$ -функций[4].

Для перехода в новое базисное пространство необходимо рассчитать ковариационную матрицу ансамбля реализаций ЭКГ (1), каждый элемент которой вычисляется согласно формуле

$$C_{qr} = \sum_{p=1}^m (e_{pq} - \bar{e}_p)(e_{pr} - \bar{e}_p), \quad \text{где } q=1,2,\dots,n; r=1,2,\dots,n. \quad (2)$$

Составленная таким образом ковариационная матрица С состоит из действительных элементов и является симметричной относительно главной диагонали[4]. Собственные

значения матрицы  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_n$  находятся как корни характеристического уравнения ковариационной матрицы  $C$ , а собственные векторы  $V_1, V_2, \dots, V_n$ , представляющие ортонормированный базис ансамбля ЭКГ, определяются из системы линейных алгебраических уравнений  $CV = \lambda V$ .

После определения всех собственных векторов и собственных значений ковариационной матрицы ансамбля кардиосигналов выполняется процедура сортировки (по степени убывания) собственных значений и выбора нескольких главных собственных векторов, соответствующих наиболее весомым собственным значениям [4]. На рис. 1 представлены результаты таких расчётов.

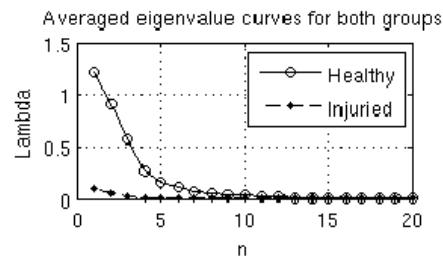


Рис. 1. Усреднённые кривые распределений собственных значений матрицы  $C$  для групп «здоровые» и «раненые» пациенты

### III. Численный эксперимент

В работе использованы ЭКГ ВР сигналы военнослужащих, участвовавших в проведении АТО на востоке Украины, с наличием травматических повреждений средней или тяжелой степени, вызванных действием факторов взрыва (группа «раненые») и спортсменов («здоровые») второго стандартного отведения, оцифрованные с частотой 1 кГц.

В статье [6] предложены морфологические дескрипторы для численной характеристики  $P$ -зубца ЭКГ сигнала по восьми отведениям. В данной статье предлагается рассчитать те же параметры для всего кардиоцикла, а вместо восьми отведений — взять ансамбль ЭКГ сигналов одного из отведений. Задача состоит в том, чтобы оценить, насколько хорошо эти дескрипторы подходят для разделения сигналов на группы «здоровые» и «раненые», и можно ли в последствии по ним производить классификацию «раненых» пациентов. Этими дескрипторами являются:

- сложность

$$\text{Complexity} = \left( \sum_{i=2}^n \lambda_i \right) / \left( \sum_{i=1}^n \lambda_i \right), \quad (4)$$

где  $n$  — количество собственных чисел;

- остаток

$$\text{Residuum} = \left( \sum_{i=N/2}^N \lambda_i \right) / \left( \sum_{i=1}^n \lambda_i \right), \quad (5)$$

где  $N$  — количество собственных чисел, которые удовлетворяют условию  $\lambda_i \geq 0,01 \lambda_{max}$ , поскольку возможен вариант, когда большая половина собственных чисел бесконечно малы и остаток тогда выродится в единицу;

- регулярность

$$\text{Regularity} = (\lambda_1) / \left( \sum_{i=1}^n \lambda_i \right). \quad (6)$$

В таблице 1 представлены минимальное, максимальное, среднее значения и диапазон изменений для всех морфологических дескрипторов, а также средних значений вектора собственных чисел ковариационной матрицы С ансамбля сигналов ЭКГ ВР каждого пациента в группах «здоровые» и «раненые».

**Таблица 1. Морфологические дескрипторы**

Морфологические дескрипторы	«Здоровые»				«Раненые»			
	min	max	диапазон	среднее значение	min	max	диапазон	среднее значение
$\lambda_{cp}$	0,0168	1,3153	1,2986	0,2689	0,0019	0,0880	0,0861	0,0210
Сложность	0,1107	0,7736	0,6629	0,6393	0,3385	0,8382	0,4997	0,6160
Остаток	0,7672	0,9483	0,1812	0,8580	0,8043	0,9418	0,1375	0,8963
Регулярность	0,2264	0,8893	0,6629	0,3607	0,1618	0,6615	0,4997	0,3840

Как видно из таблицы 1, диапазоны значений всех дескрипторов «здоровых» пациентов пересекаются с диапазонами значений дескрипторов «раненых» пациентов. А, значит, с помощью этих численных критериев нельзя говорить не только о классификации «раненых» пациентов, но и о разделении «здоровых» и «раненых». В то же время, среднее значение собственных чисел  $\lambda_{cp}$  у группы «здоровых» на порядок больше, чем у «раненых», что позволяет использовать этот критерий для разделения кардиосигналов на группы « здоровые» и «раненые».

### Выводы

В статье представлен метод разложения ЭКГ ВР сигнала в базисе собственных векторов и морфологические дескрипторы как возможные численные критерии разделения пациентов на группы « здоровые» и «раненые». Как показал результат, представленный в таблице 1, все критерии, кроме  $\lambda_{cp}$ , не дают однозначного результата при анализе ЭКГ ВР сигнала одного отведения на всём кардиоцикле.

### Литература

1. Шок: Теория, клиника, организация противошоковой помощи / Под общ. ред. Г.С. Мазуркевича, С.Ф. Багненко. — СПб.: Политехника, 2004, — 539 с.
2. Указания по военно-полевой хирургии. 2е изд. / Под ред. Л.П. Чурилова. — СПб.: ЭЛБИ-СПб, 2000, — 416 с.
3. Миокардиодистрофия (дистрофия миокарда). Режим доступа к ресурсу — <http://www.medicalj.ru/diseases/cardiology/975-miokardiodistrofija-distrofija-miokarda>
4. Н.Г. Іванушкіна, В.О. Фесечко Технології високого розрізnenня в електрокардіографії, К.: НТУУ «КПІ», 2007, — 116 с.
5. Цифровая обработка сигналов. А.Б. Сергиенко. — СПб.: Питер, 2002, — 608 с.
6. Morphological Descriptors Based on Eigen Value Decomposition for P-Wave Analysis/ F. Castells, J. Lorenz, A. M. Climent [et al.] // Computers in Cardiology. — 2008. — № 35. — Р. 245 — 248.

**Рекомендовано к публикации:** к.т.н., доц. Иванушкина Н.Г.

НТУУ «КПІ», Факультет электроники, кафедра ФБМЭ, Киев, Украина

УДК 004.522

**ІДЕНТИФІКАЦІЯ ОСОБИ ЗА ДОПОМОГОЮ АНАЛІЗУ МОВНИХ СИГНАЛІВ**

Є.О. Євтушенко, К.О. Іванько

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: roran\_ua@ukr.net

**У роботі проведено дослідження звукових сигналів у різних координатних базисах з метою пошуку ознак для застосування в системах ідентифікації особи. Розглянуто порівняння голосових сигналів у часовій, частотній областях, а також за допомогою спектрограм. Запропоновано алгоритм розпізнавання особи за мовним сигналом.**

**The speech signals were investigated in different coordinate bases to search for the features, which can be used in speaker identification. The comparison of voice signals in time and frequency domains as well as using of spectrograms is considered in the paper. The algorithm for speech signals recognition is proposed.**

**Ключові слова:** ідентифікація особи, мовні сигнали, спектр, спектрограма

**Key words:** speaker identification, speech signals, spectrum, spectrogram

**Вступ**

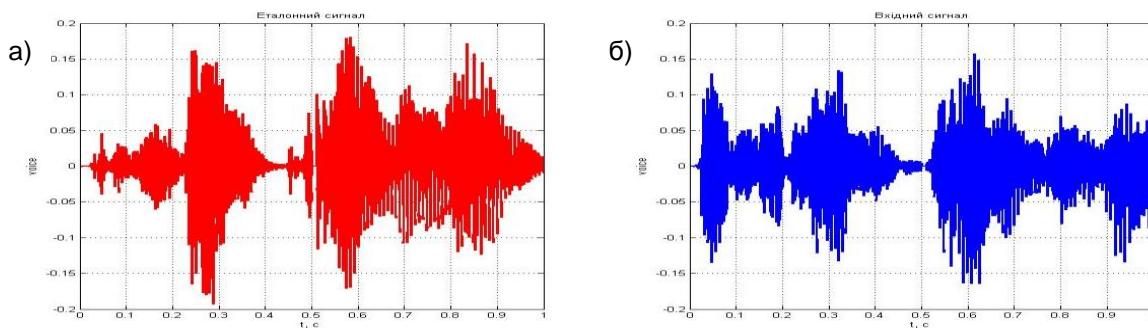
Мова – це послідовність різних звуків. В свою чергу звук являє собою суперпозицію звукових коливань різних частот. Більшість методів розпізнавання голосових сигналів складається з алгоритмів визначення набору ознак, який максимально точно описує властивості сигналу, а також з алгоритмів порівняння за цим набором ознак еталонних сигналів з бази даних та вхідного сигналу, який необхідно розпізнати [1, 2]. Слід розрізняти два основні напрямки розпізнавання голосових сигналів. Перший – розпізнавання мови – дає відповідь на запитання, що говорить людина. Другий напрямок – ідентифікація (верифікація) особи – дає відповідь на запитання, хто говорить. Інтенсивний розвиток систем голосової ідентифікації та верифікації особистості пояснюється актуальністю їх застосування в таких областях, як криміналістика, біометричний пошук, голосова верифікація користувачів, розмежування прав доступу до інформації за допомогою голосової біометрії. Унікальність голосу окремої людини пояснюється особливостями будови її голосових зв'язок, трахеї і носових порожнин, а також манeroю вимови звуків, особливостями розташуванням зубів.

**Основна частина**

Біометрична ідентифікація людини за голосом може бути реалізована шляхом аналізу структури мовного сигналу, яка є послідовністю сплесків коливань різної амплітуди і частоти, а також пауз між ними. Завдання розпізнавання ускладнюється присутністю у звуковому сигналі шумів оточуючої середи та каналу зв'язку, до яких відносяться спотворення мікрофона і каналу передачі, а також похибки кодування аудіосигналу. Для порівняння вхідного мовного сигналу і еталона використовується певна міра близькості між кожною парою порівнюваних параметрів вхідного мовного сигналу і еталона. При цьому можна порівнювати як

безпосередньо відліки вхідного мовного сигналу та еталону після вирівнювання сигналів за початком мовлення, так і подання цих сигналів у різних координатних базисах, які дозволяють отримати інформативні ознаки мовних сигналів. Доцільно провести порівняння сигналу та еталону у часовій та частотній областях, а також проаналізувати схожість їх спектrogram та (або) скейлограм.

На рис.1а наведено еталонний мовний сигнал (фраза “Євтушенко Євген” – прізвище та ім’я користувача, вимовлені саме цією особою). Для порівняння на рис. 1б наведено сигнал, що відповідає вимовленню тієї самої фрази, але іншою особою. Видно, що наведені фрагменти мають явно виражені періоди коливального характеру. Період коливань і їх характер є досить індивідуальними. У різних людей своєрідно різними є періоди основного тону та форма внутрішніх коливань перехідних процесів.



**Рис 1. Мовні сигнали: а) еталонний сигнал (прізвище та ім’я, вимовлені саме цією особою); б) вхідний сигнал (така ж сама фраза, вимовлена іншою особою)**

Найбільш простий шлях порівняння звукових сигналів - це порівняння звукового сигналу за формуєю хвилі. При цьому порівнюються значення сигналів для кожного моменту часу. Критерієм оцінки близькості двох мовних сигналів може служити середньоквадратичне

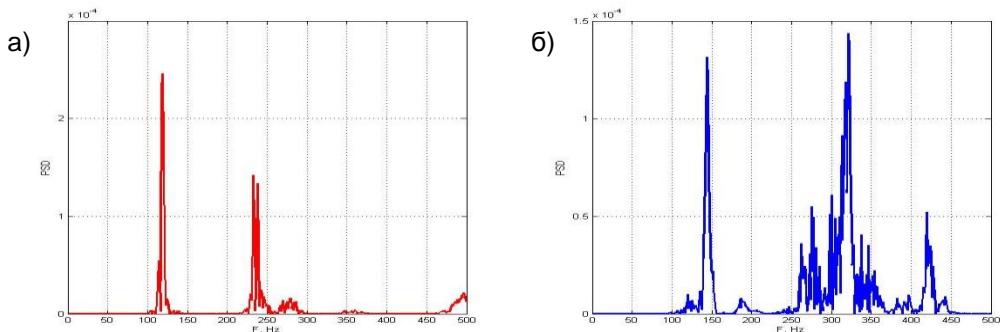
відхилення амплітуд сигналів  $RMS$  [3]:  $RMS = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^n (E_i - S_i)^2}$ , де  $N$  – кількість відліків в

еталонному та вхідному сигналах, що порівнюються. Для сигналів, наведених на рис.1,  $RMS = 0.0549$ .

Аналіз залежності спектральної густини потужності від частоти дозволяє дослідити відмінності еталонного та вхідного сигналів у частотній області. Так у спектрі еталонного сигналу, наведеного на рис.2а, основна спектральна густина потужності зосереджена в області до 250 Гц, домінуюча частота складає 119 Гц, також спостерігаються 2 значні піки на частотах 233 та 238 Гц. У спектрі вхідного сигналу, наведеного на рис.2б, є значний пік на частоті 144 Гц. Але найбільша різниця між спектрами двох сигналів полягає в тому, що у спектрі вхідного сигналу присутні значні високочастотні складові у діапазоні 250-450 Гц. Отримані результати свідчать про те, що порівняння спектрів доцільно проводити із застосуванням  $RMS$ -метрики, розбиваючи спектр на частотні смуги.

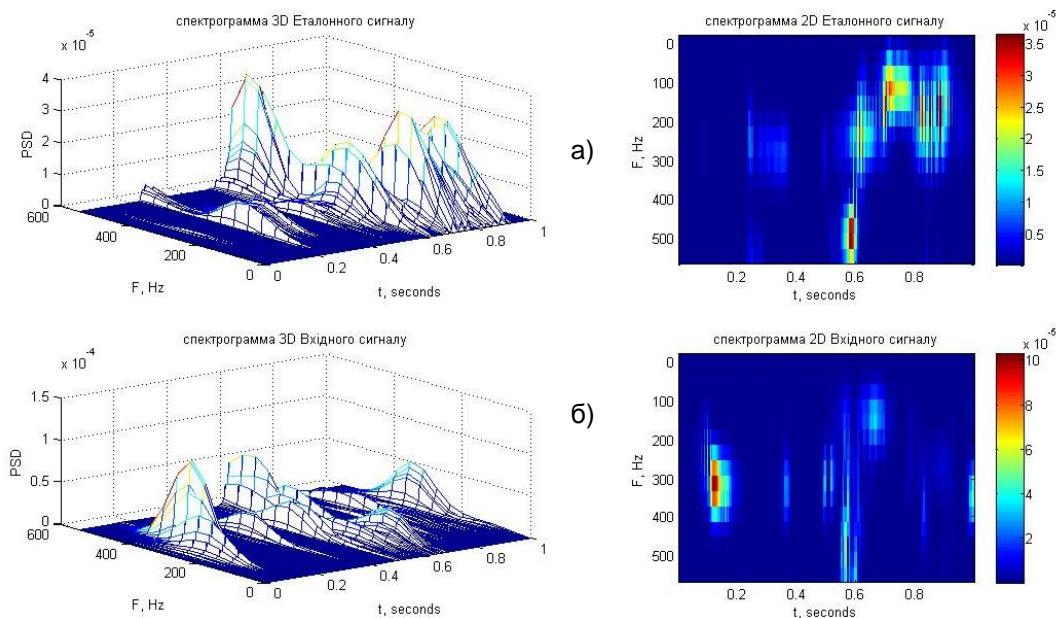
Якісно інший метод порівняння звукових сигналів ґрунтуються на дослідженні частотних властивостей мовного сигналу, що змінюються у часі. Частотно-часовий аналіз проводився

шляхом порівнянняспектограм, побудованих для еталонного сигналу та вхідних сигналів, що потребували розпізнавання.



**Рис 2. Спектральна густина потужності: а) еталонного сигналу; б) вхідного сигналу**

Для отримання спектрограм проводилася сегментація досліджуваного мовного сигналу з деяким кроком за часом  $dt$ , після чого для кожного з цих сегментів розраховувалася спектр (спектральна густина потужності) з використанням віконної функції Хеммінга. При цьому вибір розміру сегментів обумовлювався компромісом між часовою і частотною роздільною здатністю: для більшого значення розміру сегмента спостерігається краща роздільна здатність по частоті, але гірша роздільна здатність у часі, і навпаки. Отримані спектрограми записувалися в двовимірний масив (час, частота), який представляє собою спектрограму (рис. 3).



**Рис.3. Спектрограма: а) еталонного сигналу; б) вхідного сигналу**

Для порівняння отриманих двовимірних масивів-спектрограм застосовувалася RMSметрика:

$$RMS_m = \sqrt{\frac{1}{N \times M} \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N (Pe_{ij} - Ps_{ij})^2}, \text{ де } Pe \text{ та } Ps \text{ — двовимірні масиви спектрограм для}$$

еталонного сигналу  $E$  та вхідного сигналу  $S$ ,  $N$  – кількість рядків двовимірного масиву (кількість відліків спектрограми за частотою),  $M$  – кількість стовбців двовимірного масиву (кількість відліків

спектрограмами за часом). Для спектрограм, наведених на рис.3,  $RMS_m = 3.5 \cdot 10^{-6}$ . Порівняння спектрограм також доцільно проводити в окремих частотних чи часових смугах.

На рис.4 наведено алгоритм роботи системи ідентифікації користувача.



**Рис.4. Алгоритм роботи системи ідентифікації користувача**

Запропонований алгоритм передбачає, що ідентифікація особи за вимовленою фразою є завданням класифікації образів акустичних характеристик мовних сигналів. Тому виділяються дві основні підзадачі: попередня обробка мовних сигналів для виділення інформативних ознак, що характеризують мовні сигнали та класифікація мовних сигналів шляхом порівняння з акустичними еталонами бази даних.

### Висновки

У якості інформативних ознак, що характеризують мовні сигнали і можуть використовуватися в системах ідентифікації особи, пропонується застосовувати частотно-часові характеристики сигналу, отримані за допомогою аналізу спектрограм.

### Література

- Горшков Ю.Г. Новые решения речевых технологий безопасности / Ю.Г. Горшков// Специальная техника. 2006. № 4. С. 41–47.
- Штепа А.А. Повышение эффективности многоканальной системы распознавания речевых команд/ Технологический аудит и резервы производства — № 5/2(25), 2015. – с.26-31.
- Вербовой В. Метрики для сравнения звуковых сигналов с учетом особенностей человеческого слуха. Компьютерная графика и мультимедиа. — №3(1), 2005. <http://cgm.computergraphics.ru/content/view/73>

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Іванушкіна Н.Г.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна.

УДК 621.3

## РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ФОТОННИХ КРИСТАЛІВ НА ОСНОВІ ХВИЛЕВОДНОЇ МОДЕЛІ

К.С. Устенко

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: lonely\_eagle@meta.ua

У даній статті предметом дослідження є хвилеводна модель, яка описує властивості періодичних структур одновимірного фотонного кристалу. Для розрахунку частотних характеристик використовувались матричний метод та теорія розповсюдження хвиль у хвилеводі.

Отримано теоретичні результати і виконано постановку задачі розрахунку залежності коефіцієнта відбивання та коефіцієнта передачі від частоти.

This article is the subject of investigation waveguide model that describes the properties of one-dimensional periodic structures, photonic crystal. To calculate the frequency characteristics matrix method used and the theory of wave propagation in the waveguide. The problem of calculating dependence of reflection and transmission coefficient of frequency.

**Ключові слова:** закон дисперсії, фотонний кристал, прямокутний хвилевід, коефіцієнт передачі, коефіцієнт відбивання.

**Key words:** Act dispersion, photonic crystal, transfer coefficient, rectangular waveguide, reflection coefficient.

### Вступ

Фотонні кристали – це періодичні та діелектричні чи напівпровідникові структури (матеріали) з забороненою зоною, яка перешкоджає розповсюдженню світла (хвилі) в певному частотному діапазоні. Для зручності розрахунків використаємо модель, яка описується теорією розповсюдження хвиль у хвилеводі, структура якого заповнена у певній послідовності діелектричних шарів і повітря. Таким чином, можна утворити подібний образ чи опис так званих фотонних кристалів. Якщо ми маємо періодичну структуру, то виникає смуги пропускання та смуги розсіювання. Подібне цьому є процес в звичайних кристалах для електронних хвиль, в твердому тілі також заборонені та дозволені зони в кращому випадку чергуються. Якщо є періодична структура, то неминуче будуть смуги розсіювання хвиль будь-якої природи чергуватись з смугами проходження. Це загальна властивість хвильових процесів. Повертаючись тим самим до теми фотонних кристалів, ми хочемо їх принципи проаналізувати з допомогою певної простої моделі. І така модель є періодична структура. Отриману структуру можна описати, опираючись на теорію хвильових матриць.

**Мета дослідження** – провести аналогію та зв'язок опису обраної моделі з аналізом амплітудно-частотних властивостей одновимірних фотонних кристалів.

**Завдання дослідження** – розрахувати хвильові матриці багатошарових структур хвилеводної моделі з урахуванням діелектричних втрат, проаналізувати отримані частотні характеристики.

### Розрахунок хвильових матриць, коефіцієнтів передачі та розсіювання різноманітних структур у хвилеводі.

**Матриця передачі шару речовини.** Для знаходження хвильової матриці передачі для шару однорідної речовини (рис. 1) запишемо вираз (1) для електричного поля в точках  $z_1$  та  $z_2$ , що відповідають краям шару,

$$\dot{E}(z_1) = \frac{\dot{E}_1^+ e^{-ikz_1}}{E_1^+} + \frac{\dot{E}_1^- e^{ikz_1}}{E_1^-}, \quad \dot{E}(z_2) = \frac{\dot{E}_2^+ e^{-ikz_2}}{E_2^+} + \frac{\dot{E}_2^- e^{ikz_2}}{E_2^-}. \quad (1)$$

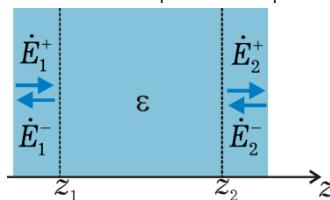


Рис. 1. Позначення для аналізу проходження хвилі через шар речовини

У цих виразах перші доданки відповідають падаючим хвилям, другі – відбитим. Вилучаючи з них, окремо для падаючої і для відбитої хвиль, константи інтегрування  $\dot{E}^+$  та  $\dot{E}^-$ , отримаємо

$$\dot{E}_2^+ = \dot{E}_1^+ e^{-ik(z_2-z_1)}, \quad \dot{E}_2^- = \dot{E}_1^- e^{ik(z_2-z_1)}. \quad (2)$$

Дані співвідношення і визначають матрицю передачі шару

$$\mathbf{T}_w = \begin{bmatrix} e^{-ik(z_2-z_1)} & 0 \\ 0 & e^{ik(z_2-z_1)} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

**Матриця передачі границі двох речовин.** Для встановлення вигляду матриці передачі через границю розділу двох речовин з хвильовими опорами  $Z_{c1}$  та  $Z_{c2}$  (рис.2) необхідно використати граничні умови, які означають неперервність функцій (1) в точці розділу ( $z = 0$ ), тобто  $\dot{E}(-0) = \dot{E}(+0)$  і  $\dot{H}(-0) = \dot{H}(+0)$ . Використовуючи зв'язок між відповідними амплітудами електричного та магнітного поля через хвильові опори, матимемо

$$E_1^+ + E_1^- = E_2^+ + E_2^-, \quad (4)$$

$$\frac{E_1^+ - E_1^-}{Z_{c1}} = \frac{E_2^+ - E_2^-}{Z_{c2}}. \quad (5)$$

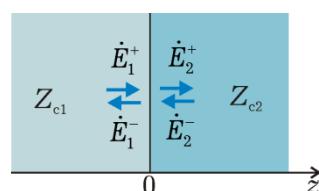


Рис. 2. Позначення для аналізу поведінки хвилі біля границі розділу двох речовин

Звідси знайдемо  $E_2^+$  та  $E_2^-$ :

$$E_2^+ = E_1^+ \frac{Z_{c1} + Z_{c2}}{2Z_{c1}} + E_1^- \frac{Z_{c1} - Z_{c2}}{2Z_{c1}}, \quad (6)$$

$$E_2^- = E_1^+ \frac{Z_{c1} - Z_{c2}}{2Z_{c1}} + E_1^- \frac{Z_{c1} + Z_{c2}}{2Z_{c1}}. \quad (7)$$

Ці співвідношення і визначатимуть вигляд хвильової матриці передачі через границю двох речовин:

$$\mathbf{T}_{1-2} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{c1} + Z_{c2}}{2Z_{c1}} & \frac{Z_{c1} - Z_{c2}}{2Z_{c1}} \\ \frac{Z_{c1} - Z_{c2}}{2Z_{c1}} & \frac{Z_{c1} + Z_{c2}}{2Z_{c1}} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Матрицю передачі зручно використовувати при каскадному (один за одним) з'єднанні «четириполюсників». У цьому випадку результируча матриця передачі знаходиться як добуток матриць передачі окремих елементів,

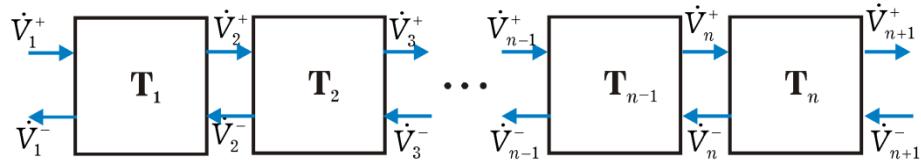


Рис. 3. Багатокаскадне з'єднання діелектричних елементів як шарів, так і границь між ними

$$T_{\Sigma} = T_N \times T_{N-1} \times \dots \times T_2 \times T_1 = \prod_{K=N}^1 T_K \quad (9)$$

причому порядок їх множення починається з останнього. Детальніше про теорію хвильових матриць можна дізнатись із списку використаної літератури [1].

Тепер опираючись на теорію розповсюдження хвиль у прямокутному хвилеводі, описана в [2], було виведено наступні залежності хвильового числа та відношень хвильових опорів діелектричних шарів від частоти пройденого сигналу у певному діелектричному середовищі:

$$K_{\text{diel}} = \frac{\pi}{ac_0} \sqrt{\varepsilon_{\text{diel}} (2af)^2 - c_0^2} \quad (10)$$

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \sqrt{\frac{\varepsilon_1 - \left(\frac{c_0}{2af}\right)^2}{\varepsilon_2 - \left(\frac{c_0}{2af}\right)^2}}, \quad (11)$$

причому  $\varepsilon_1 > \varepsilon_2$ .

Ширину діелектричного шару було підібрано таким чином, щоб він був рівним чверті довжині хвилі на середній частоті. При цьому початковими умовами були такі:

Середня частота  $f_0 = 15 \text{ ГГц}$ , розмір хвилеводу,  $a = 17 \text{ мм}$  і отримали для товщини:

$$d_{\text{шар}} = \frac{ac_0}{2\sqrt{\epsilon_{\text{діел}}(2af_0)^2 - c_0^2}} \quad (12)$$

Тепер підставляючи вирази (10), (11) та (12) в (3) та (8) відповідно, можемо розрахувати матрицю передачі системи періодично повторюваних діелектричних шарів та їх границь, використовуючи вираз (9). Використовуючи зв'язок між матрицями передачі та розсіювання, зможемо перейти до матриці розсіювання системи, з якої і знайдемо потрібні частотні залежності.

Результати виконаних обчислень наведено на рис. (4 – 7).

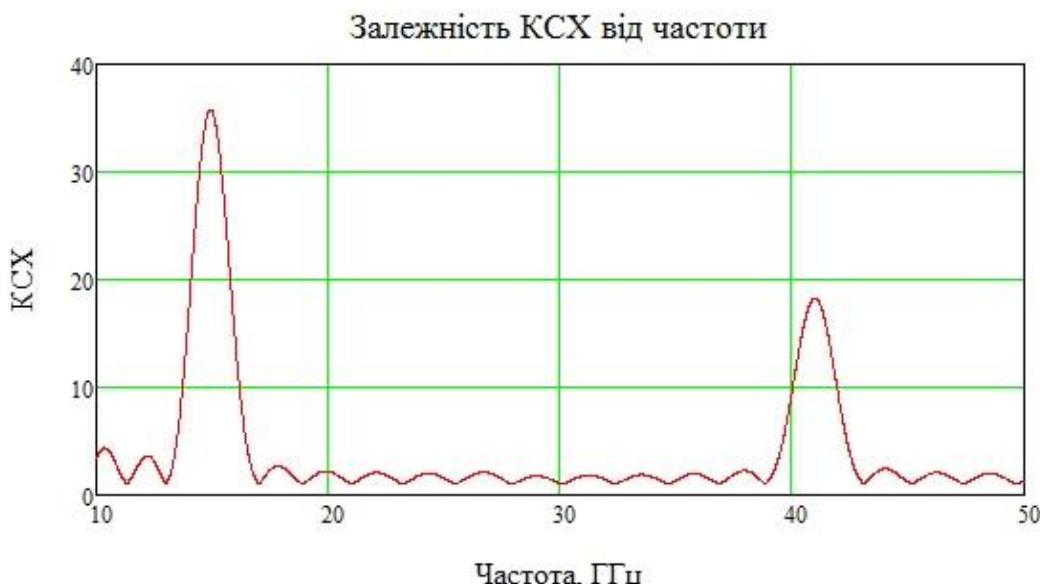


Рис. 4 Залежність коефіцієнта розсіювання від частоти в структурі 11-ти шарів, періодично розташовані у хвилеводі (Д1-Д2-Д1-Д2-...Д1-Д2-Д1)

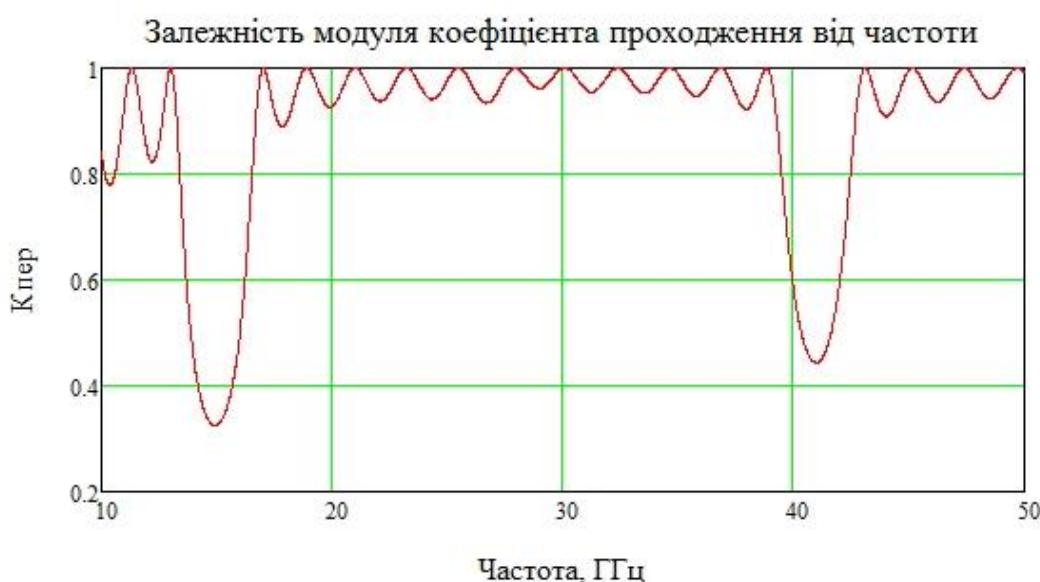


Рис. 5 Залежність коефіцієнта передачі від частоти в структурі 11-ти шарів, періодично розташовані у хвилеводі (Д1-Д2-Д1-Д2-...Д1-Д2-Д1)

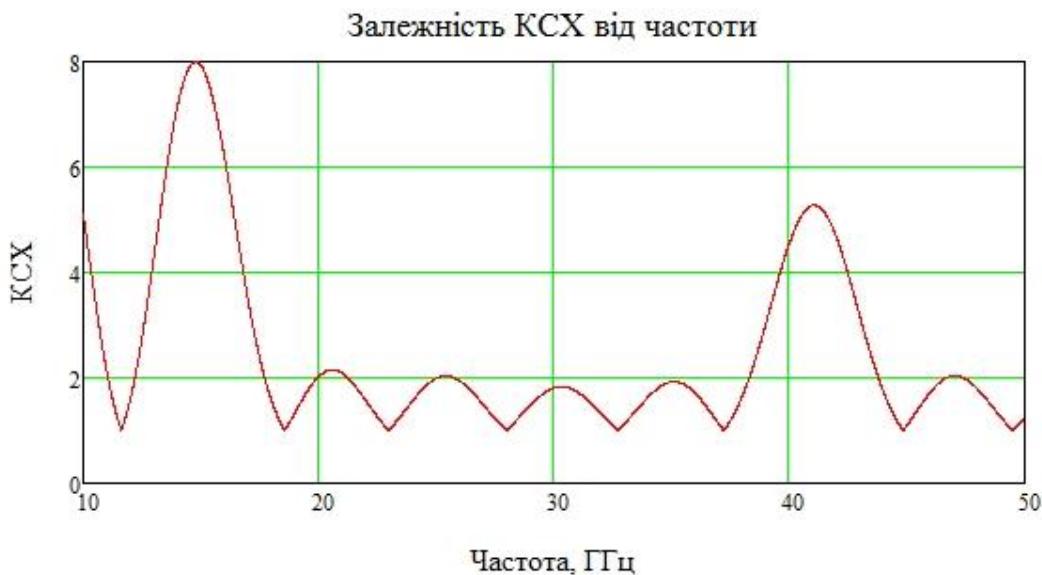


Рис. 6 Залежність коефіцієнта стоячої хвилі від частоти в структурі 5-ти шарів, періодично розташовані у хвилеводі (Д1-Д2-Д1-Д2-Д1)

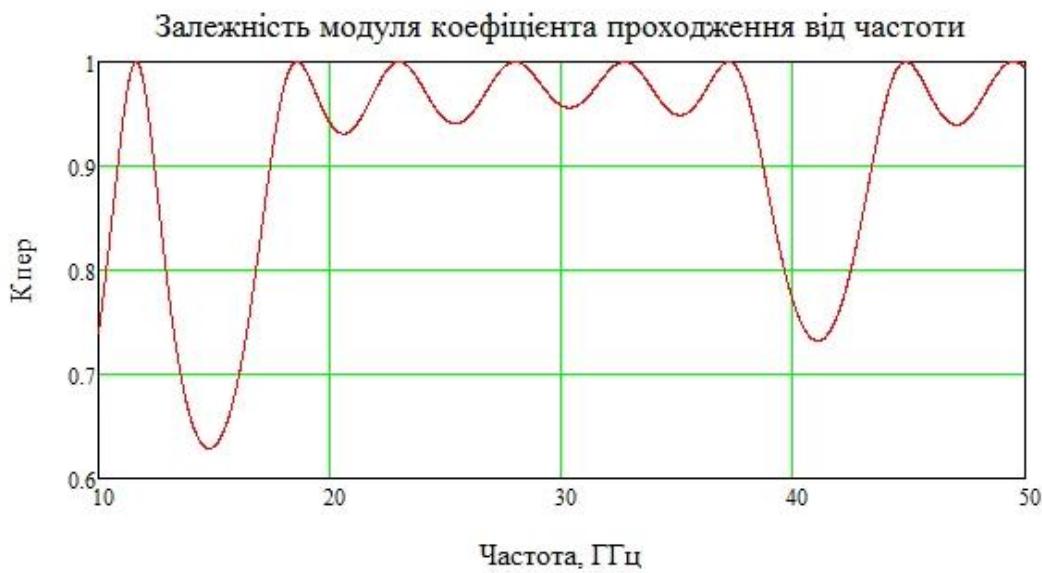


Рис. 7 Залежність коефіцієнта передачі від частоти в структурі 5-ти шарів, періодично розташовані у хвилеводі (Д1-Д2-Д1-Д2-Д1)

### Висновки

У дослідженій моделі прослідковується аналогія дослідження дисперсійних властивостей фотонних кристалів. Чим більше періодів в структурі, тим більша виражена періодична залежність коефіцієнта передачі і розсіювання від частоти. Це видно з вищезгаданих розрахунків та графіків (рис. 4 - 7). З отриманих смуг пропускання і розсіювання можна зробити висновок, що в прямокутному хвилеводі відбувається процес інтерференції хвиль. В певних значеннях частот коефіцієнт передачі рівний нулю за рахунок того, що від кожної границі діелектричного середовища розсіюється певна частина хвилі. Для того, щоб було повне відбивання, необхідно щоб всі хвилі були з відповідними амплітудами, тобто амплітуди всіх падаючих хвиль повинна дорівнювати амплітудам всіх відбитих хвиль від границі, тобто відбувається їх взаємне компенсування. Але якщо враховувати малі значення втрат в кожному шарі, то зрозуміло, що амплітуда повністю відбитої хвилі ніколи не може бути рівна амплітудам падаючих хвиль. І в результаті, втрати призводить до зменшення коефіцієнта відбивання. Чим більша частота, тим більші втрати і можна спостерігати таку поведінку АЧХ у вигляді “пагорб” чи “ям”.

Також можна відмітити з отриманих залежностей, що ширина смуги пропускання чи розсіювання не суттєво залежить від кількості шарів у хвилеводі, проте помітна різниця значень КСХ та коефіцієнтів передачі.

У програмному середовищі Mathcad було отримані залежності коефіцієнтів передачі та розсіювання у прямокутному хвилеводі від частоти сигналу. Поставлені завдання та мета дослідження виконано.

### Література

1. SalehB.E.A. Fundamentals of photonics / B.E.A. Saleh, M.C. Teich. New Jersey: John Wiley& Sons Inc, 2007. – 1178 p.
2. Москалюк Б.О., Саурова Т.А. Теорія поля. Конспект лекцій – К.: НТУУ “КПІ”, 2015. – 197 с.
3. Photonic Crystals: Molding the Flow of Light (second edition) / [Joannopoulos John D., Johnson Steven G., Winn Joshua N., Robert D.]. – Meade Princeton University Press, 2008. – 305 p.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., проф. Москалюк В.О.

УДК 621.391

## БІОСЕНСОРИ НА МДН-ТРАНЗИСТОРАХНА ОСНОВІ $\text{SiO}_2$ ТА $\text{CeO}_2$

О.Ю. Кутова

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Кафедра фізичної та біомедичної електроніки, Київ,  
Україна, e-mail: [oksana03fel@gmail.com](mailto:oksana03fel@gmail.com)

В статті приведено результати аналітичного моделювання біосенсора на основі МДН-транзистора з під затворним діелектриком  $\text{SiO}_2$ . Проведено порівняльний аналіз цієї моделі з уже практично дослідженим біосенсором на основі  $\text{CeO}_2$  з урахуванням лише впливу дрейфової швидкості на вихідні характеристики сенсорів.

The article presents results of a biosensor analytical modeling based on MOSFET with  $\text{SiO}_2$  gate dielectric. A comparative analysis of this model with practically researched biosensor based on  $\text{CeO}_2$  was done. In this case, we considered only an impact of a drift velocity on output sensor's characteristics.

**Ключові слова:** біосенсор,  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{CeO}_2$ , аналітична, модель.

**Key words:** biosensor,  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{CeO}_2$ , analytical, model.

### Вступ

В умовах швидкого розвитку науки всі прагнуть до економії часу та ресурсів для забезпечення комфорtnого рівня життя. Тому велику увагу приділяють контролю стану якості продуктів, оскільки для їх вирощення використовують велику кількість пестицидів та інших хімікатів, повітря, яким ми дихаємо чи воду, яку ми п'ємо. Не останнє місце належить і аналізу біологічних речовин для контролю протікання процесу лікування або ж для своєчасного виявлення захворювань.

Для цього широко використовують сенсори для визначення складу різних речовин. На даний час існує їх велика кількість в залежності від технології виготовлення, типу перетворювача, типу аналізованої речовини та ін. В медицині дуже важливим є селективне визначення органічних сполук в біологічних рідинах, наприклад, ДНК чи кров. Проте для застосування таких сенсорів він повинен бути малогабаритним та мати високу селективність. Таким вимогам відповідають сенсори на основі напівпровідникових пристройів, зокрема МДН-транзисторів[1]. Вимірювання характеристик готових сенсорів та порівняння їх з розрахованими значенням було здійснено для сенсору з під затворним діелектриком  $\text{CeO}_2$ . Його використали в якості контрольної перевірки запропонованої математичної моделі біосенсора на основі  $\text{SiO}_2$ .

### Переваги використання $\text{CeO}_2$

На сьогоднішній день діоксид церію є перспективним матеріалом для використання в якості буферного шару для виготовлення МДН-транзисторів. Порівняно з  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{CeO}_2$  має ряд переваг. А саме, стала решітки 0,541 нм, а для Si - 0,543 нм,  $\epsilon=15$ , ширина забороненої зони

$E_g=3,6$  еВ, більшу щільність поверхневих чутливих центрів ( $\text{max.}10^{20} \text{ см}^{-2}$ ) та коефіцієнт перекриття по ємності, ніж для Si, що спричиняє кращу діелектричну ізоляцію структури, вищу pH-чутливість та зменшує струм витоку через діелектрик. Така близькість сталої решітки для обох матеріалів забезпечує кращу адгезію з Si, в наслідок чого зменшується щільність поверхневих станів, збільшується крутизна ВАХ та pH-чутливість. Необхідно також відмітити високу термічну та хімічну стабільність, якісну іммобілізацію біохімічних елементів при створенні біосенсорів[2].

Як відомо для більшості матеріалів, при зменшенні розмірів частинок параметри елементарної комірки також зменшуються. Проте для CeO<sub>2</sub>це не є характерно. А навпаки, стала решітки збільшується зі зменшенням розмірів частинок [3]. Такі властивості оксиду церію дають можливість його широкого застосування не лише в виготовленні сенсорів, а я в медицині при лікуванні.

#### Спрощена модель сенсора

Для впевненості в вірності побудови моделі сенсора на МДП-транзисторі було прийнято рішення, спочатку змоделювати його роботу з урахуванням небагатьох факторів та перевірити коректність роботи такої моделі з практичними результатами, виготовивши відповідний сенсор.

Традиційно при моделюванні аналітичних виразів для вольт-амперних характеристик МДП-транзисторів вводять припущення про незалежність рухливості носіїв від напруженості електричного поля. Дане припущення цілком справедливе й не вносить ніяких суттєвих похибок в результати моделювання структур з довжиною каналу більше ніж 1-2 мкм. А при субмікронних довжинах каналів напруженість електричного поля в каналі перевищує  $E_k$ , внаслідок чого виникає тоді необхідність враховувати при моделюванні залежність

$$\mu = f(E, N, T), \quad (m^2/(B \cdot c)) \quad (1)$$

де  $E$  – напруженість електричного поля,  $N$  – концентрація домішок в області підкладки,  $T$  – температура кристалічної гратки.

Розроблена модель сенсора - сенсорна основа іоно-селективного польового транзистора з оксидом кремнію, а проведена апробація даних моделювання на вже виготовленій структурі та з вимірюваними практичними значеннями для ВАХ з під затворним діелектриком CeO<sub>2</sub>. Сенсор промодельований та, відповідно, виготовлений, на кремнієвому іоно-селективному польовому транзисторі з індуктованим каналом  $p$ -типу на  $n$ -Si-підкладці. В моделі було враховано вплив лише дрейфової швидкості та рухливості носіїв (2), як залежність лише від напруженості електричного поля та концентрації домішок [4].

$$\mu = 10^{-4} \times \left( 65 + \frac{1265}{1 + \left( \frac{N}{8,5 \cdot 10^{16}} \right)^{0,72}} \times \left( \frac{1}{1 + \left| \frac{E}{8 \cdot 10^9} \right|^2} \right)^{1/2} \right), \quad (m^2/(B \cdot c)) \quad (2)$$

де  $N$  – концентрація домішок в області підкладки,  $E$  – напруженість електричного поля.

Оскільки для сенсора важливе значення має вплив на його роботу температури самого сенсора, то наступні етапи моделювання будуть включати таку залежність.

Результати моделювання вихідної характеристики для транзистора представлена на рис.1.

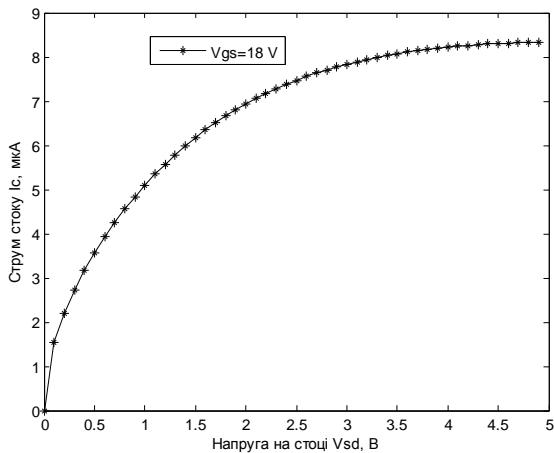


Рис. 1. Модельна ВАХ транзистора з під затворним діелектриком SiO<sub>2</sub>

Для перевірки роботи запропонованої моделі були замінені дані SiO<sub>2</sub> на дані для CeO<sub>2</sub>. Змодельована характеристика для такого ІСПТ з CeO<sub>2</sub> представлена на рис.2.

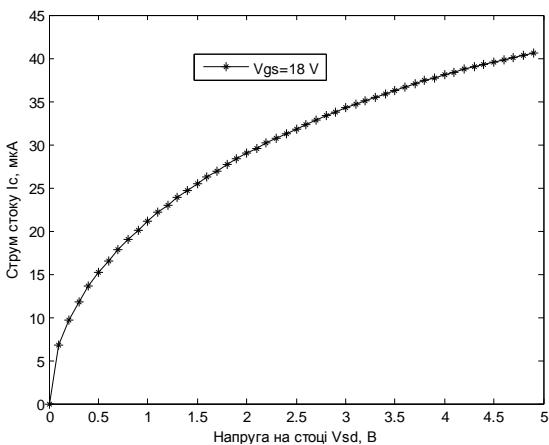


Рис. 2. Модельна ВАХ транзистора з під затворним діелектриком CeO<sub>2</sub>

Дані з моделі та отримані експериментально (рис.3) практично повторюють один одного за інформативністю. Що дає можливість використовувати запропоновану аналітичну модель сенсора для наступних етапів ускладнення моделі.

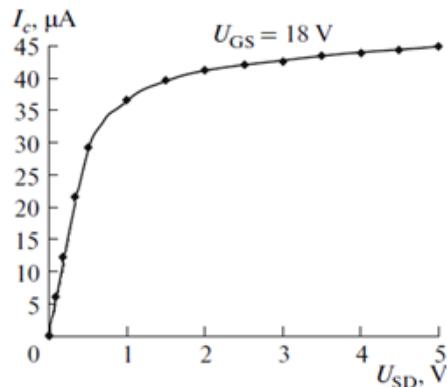


Рис. 3. Експериментальна ВАХ транзистора з під затворним діелектриком CeO<sub>2</sub>[5]

### Висновки

Таким чином, в статті розглянуто спрощену модель (з урахуванням небагатьох реальних фактів) сенсора на основі МДН-транзистора на основі  $\text{SiO}_2$ та перевірено достовірність розрахунків з готовою моделлю сенсора на основі під затворного шару  $\text{CeO}_2$ . Отримана модель може бути використана для подальшого вивчення, аналізу та вдосконалення біосенсорів з врахуванням більшої кількості факторів та моделювання реального біосенсора.

### Література

1. Лиланд С.Кларк, Исао Карубе, Марк А.Арнольд и др. Биосенсоры: основы и приложения: Пер. с англ. / Под ред.Э.Тёрнера, И.Карубе, Дж.Уилсона. – М.:Мир, 1992.-615 с. ил. ISBN 5-03-001186-2.
2. Н.В. Максимчук, А.Н. Шмырева, А.В. Борисов, Свойства и практическое применение нанокристаллических пленок оксида церия. // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2010. Одесса, №5–6, с. 54–59.
3. В.К. Иванов, А.Б. Щербаков, А.В. Усатенко Структурно-чувствительные свойства и биомедицинские применения нанодисперсного диоксида церит // Успехи химии.– 2010,– №78 (9),– с. 924 – 941.
4. Польский Б.С. Численное моделирование полупроводниковых приборов. Рига: Зинатне, 1986. – 168 с.
5. Shmyryeva A.N., Borisov A.V., Maksimchuk N.V. Electronic Sensors Built on Nanostructured Cerium Oxide Films // Nanotechnologies in Russia. – 2010.– Vol. 5, №5–6,–P. 383–390.

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 621.391+612.16

## ЭТАПЫ И СТАДИИ ТЕСТИРОВАНИЯ ПАЦИЕНТОВ ПРИ ИХ КАРДИОМОНИТОРИНГЕ ПО ПЕРЕНОСИМОСТИ ПОВСЕДНЕВНОЙ ФИЗИЧЕСКОЙ НАГРУЗКИ

С.О. Кислицын

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: mailvalkyr@gmail.com

Общая направленность исследований и разработок – совершенствование инструментария кардиомониторинга населения регионов. Предметом работы является определение содержания этапов и стадий тестирования пациентов физической нагрузкой в условиях повседневной жизнедеятельности при их мониторинге по переносимости этой нагрузки. Полученные результаты – определены порядок калибровки трассы тестирования пациента и содержание этапа его тестирования на этой трассе.

The general thrust of research and development is improving of cardiac monitoring instrumentarium. The subject of the study is content determination of stages and phases of exercise tolerance testing for patients in daily living conditions. The obtained results are: procedure for track calibration for patient testing and content of testing stage at this track are defined.

**Ключевые слова:** кардиомониторинг, индивидуальный модуль, тестирование физической нагрузкой, пульсометрия, моделирование.

**Key words:** cardiac monitoring, individual module, exercise testing, pulsometry, modeling.

### Введение

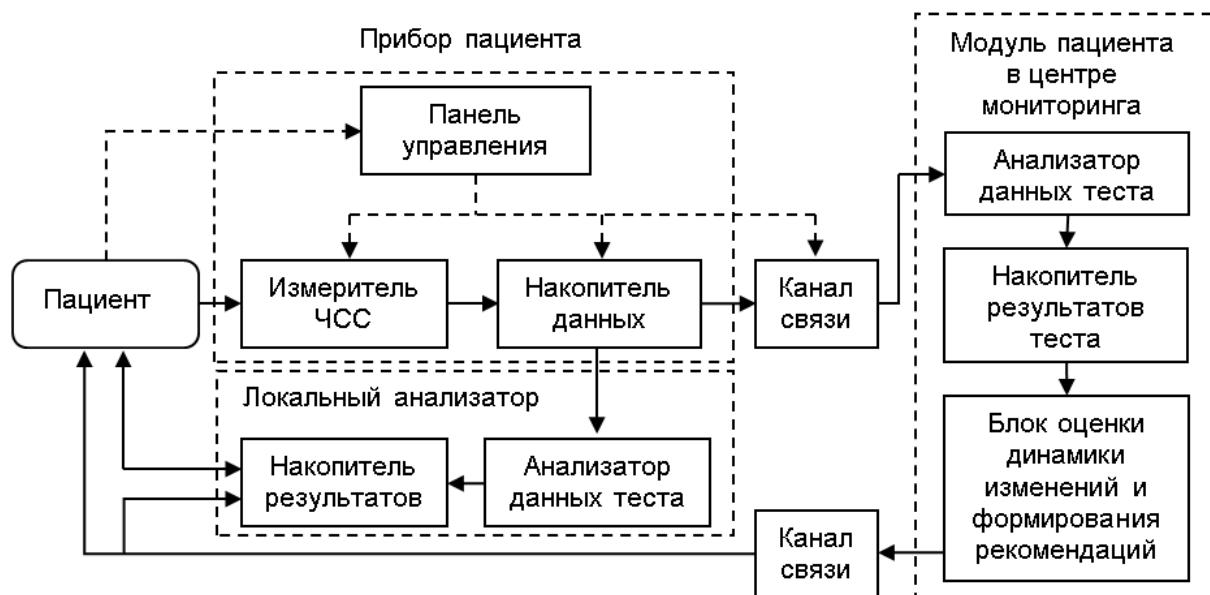
Проблема сердечно-сосудистых заболеваний (ССЗ) – одна из наиболее острых в современной медицине по статистике смертности, по потере трудоспособности, по затратам на лечение и другим показателям. Эти заболевания могут проявлять себя внезапно, скротечно, с возникновением критических состояний, тяжелых последствий, угрозы жизни и имеют широкое распространение и неуклонное снижение возрастного ценза. В целом, проблема ССЗ состоит в их внезапности проявления и сложности, вероятности критических состояний, опасности для жизни, неотложности и срочности квалифицированной медицинской помощи, возможности развития необратимых процессов, продолжительности, высокой стоимости лечения, потере работоспособности, инвалидности, потребности длительного социального обеспечения и т. п. Важным является тот факт, что своевременно предоставленная медицинская помощь, обращение к квалифицированному медицинскому работнику и правильный курс лечения – это залог успешного выхода из критического состояния и шаг в сторону выздоровления. В таких условиях мониторинг пациентов с ССЗ становится вынужденной неотъемлемой частью в комплексе мер, связанных с преодолением проблемы ССЗ. Несмотря на это, современные системы мониторинга не соответствуют адекватному данной проблеме уровню развития и распространенности среди населения [1]. Цель такого мониторинга – контроль поточного

состояния пациентов, своевременное выявление напряженных, критических состояний, которые требуют предоставления медицинской помощи, а также выявление негативных тенденций изменения состояния ССС, которые требуют изменения режима жизнедеятельности, проведения кардиологического обследования, предоставления медицинской помощи или других действий для преодоления этой тенденции. Такой мониторинг должен быть непрерывным, доступным, простым, удобным, реализовываться в условиях повседневной жизнедеятельности.

### **Задача мониторинга пациента с его тестированием повседневной физической нагрузкой**

В комплексе показателей состояния организма пациента, его ССС, одним из важнейших является переносимость физических нагрузок – способность организма обеспечивать мышечную работу [2]. При этом мощность выполняемой работы находится в прямом соответствии с энергетическими затратами организма в единицу времени, интенсивностью потребления кислорода, минутным объемом сердца и с соответствующей частотой сердечных сокращений (ЧСС). На основе этой логической связи между приведенными характеристиками обеспечения физической активности организма строятся схемы косвенной оценки переносимости физических нагрузок по результатам измерений ЧСС [2]. В значительном диапазоне нагрузок связь между указанными характеристиками оказывается линейной, что создает определенные удобства при решении задач мониторинга пациентов.

В целом, система мониторинга пациентов может быть построена по модульному принципу. При этом индивидуальный модуль тестирования пациента может быть построен в соответствии со следующей схемой (рис. 1). Прибор пациента содержит в данном случае измеритель ЧСС, обеспечивающий получение записи ЧСС как функции времени при воздействии нагрузки, и накопитель данных. Полученные данные по каналу связи могут быть



**Рис. 1. Структура индивидуального модуля тестирования пациента**

переданы в центр мониторинга, где данные теста анализируются и формируются необходимые рекомендации пациенту. При наличии локального анализатора реакции в ЧСС на нагрузку могут быть визуализированы и зафиксированы в дневнике. Дневник наблюдений может быть пополнен данными из центра мониторинга. Наиболее просто реализуется физическая нагрузка, постоянная по величине, что будет подразумеваться далее при рассмотрении вопросов реализации этапов и стадий тестирования пациента в повседневных условиях.

При наличии настраиваемой на результаты измерений ЧСС модели, которая воспроизводит реакцию на физическую нагрузку во времени, возникает возможность фиксировать в параметрах этой модели способность организма по поддержанию физической активности, т.е. переносимость физической нагрузки. В то же время, на основе использования модели становится возможным прогнозирование реакций в ЧСС на разные нагрузки – для оценки их переносимости по методикам, проверенным десятилетиями [2]. Удобная для этих целей модель предложена в [3].

Таким образом, использование подобной модели придает рассматриваемой системе мониторинга дополнительные возможности в оценке состояния пациентов.

Особенность метрологического обеспечения при тестировании пациентов состоит в скоротечности регистрируемых переходных процессов в изменении ЧСС, несущих полезную информацию. По предварительным оценкам, с учетом проявления вариабельности сердечного ритма, обновление измеренных значений этой частоты целесообразно производить примерно 1 раз в секунду. Вместе с тем, мерные интервалы времени, на которых будут фиксироваться значения ЧСС, фактически становятся равными периодам следования QRS-комплексов, границы которых определяет соответствующая разметка R-Ринтervalов.

С использованием той же самой модели можно преодолеть одно из наиболее принципиальных затруднений, возникающих при тестировании пациента физической нагрузкой в повседневных условиях. Такая нагрузка должна быть сначала определена, с учетом индивидуальных особенностей пациента, а затем ее значение может быть использовано при повседневном тестировании. Тогда основных этапа тестирования пациента повседневной физической нагрузкой будет два – калибровка трассы тестирования пациента и этап его тестирования на этой трассе, что обсуждается ниже.

### **Содержание этапов и стадий тестирования пациента**

Воспользоваться указанной моделью можно только при известных ее параметрах и значении воздействующей нагрузки. Для определения параметров модели достаточно получить запись ЧСС как функции времени при некоторой известной нагрузке, что можно реализовать на велоэргометре или других средствах, фиксирующих значение нагрузки. Тогда в параметрах модели будет зафиксировано состояние пациента, в котором он направляется на прохождение трассы тестирования. Здесь вновь записывается изменение ЧСС во времени, что и позволяет при известных параметрах модели определить индивидуальную физическую нагрузку, преодолеваемую пациентом на этой трассе.

Таким образом, этап калибровки трассы тестирования пациента можно составить из двух стадий – индивидуальной настройки модели на запись тренда ЧСС при известной нагрузке и оценки значения нагрузки на трассе тестирования пациента.

Этап тестирования пациента на повседневной трассе проводится для своевременного фиксирования состояния пациента и прогнозирования его реакций в ЧСС на нагрузку, а также для выявления вероятного опасного влияния определенной нагрузки и возможности предупредить о ней пациента. Фиксация состояния пациента происходит в параметрах используемой модели, после чего становится возможным прогноз. Тогда этот этап может быть составлен из двух стадий. На первой оцениваются параметры используемой модели по имеющимся данным регистрации ЧСС на трассе тестирования. На второй осуществляется прогноз ожидаемых реакций в ЧСС пациента на серию физических нагрузок для дальнейшей оценки показателей ее переносимости.

### **Выводы**

1. Использование настраиваемой на результаты измерений ЧСС модели, которая воспроизводит реакцию на физическую нагрузку во времени, придает рассматриваемой системе мониторинга принципиально новые функциональные возможности в оценке состояния пациентов.
2. При тестировании пациента физической нагрузкой в повседневных условиях на трассе тестирования целесообразно предусмотреть реализацию нагрузки, постоянной по своей величине.
3. При метрологическом обеспечении тестирования пациентов целесообразно предусмотреть специальный режим измерения ЧСС.

### **Литература**

1. Шулляк А.П., Шачиков А.Д. Комплекс кардиомониторинга пациентов в повседневных условиях // «Вісник НТУУ «КПІ». Серія приладобудування». – К.: 2014. – с. 163–169.
2. Амосов Н.М. Физическая активность и сердце. Третье издание, переработанное и дополненное. / Н.М. Амосов, Я.Н. Бендет. – К.: Здоровье. – 1989. – 215 с.
3. Антомонов, М.Ю. Математическая обработка и анализ медико-биологических данных / М.Ю. Антомонов – М.: Наука, 2005. – 558 с.

**Рекомендовано к публикации:** к.т.н., доц. Шулляк А.П.

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, кафедра ФіБМЭ, Київ, Україна

УДК 621.391+612.16

## МОДЕЛЬ РЕАКЦИИ ПАЦИЕНТА В ЧСС НА ПОСТОЯННУЮ ФИЗИЧЕСКУЮ НАГРУЗКУ

С.О. Кислицын

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: mailvalkyr@gmail.com

Общая направленность исследований и разработок – совершенствование инструментария кардиомониторинга населения регионов. Предметом работы является разработка параметрической модели реакции пациента в ЧСС на постоянную физическую нагрузку при тестировании пациента в условиях повседневной жизнедеятельности. Полученные результаты – математические выражения зависимости ЧСС от времени при воздействии на пациента постоянной физической нагрузки с раздельным представлением составляющих по функциям биосистемы и пример имитации реакции системы на серию физических нагрузок.

The general thrust of research and development – improvement of tools for cardiac monitoring of region's population. The object of this work is development of a parametric model of the patient's heart rate response to the constant physical load during exercise tolerance testing in the conditions of everyday life. The results are mathematical expressions of time dependent patient's heart rate response under constant physical load with separate representation of reaction components in biosystem functions and an example of system response simulation to a series of physical loads.

**Ключевые слова:** кардиомониторинг, индивидуальный модуль, тестирование физической нагрузкой, пульсометрия, моделирование.

**Key words:** *cardiac monitoring, individual module, exercise testing, pulsometry, modeling.*

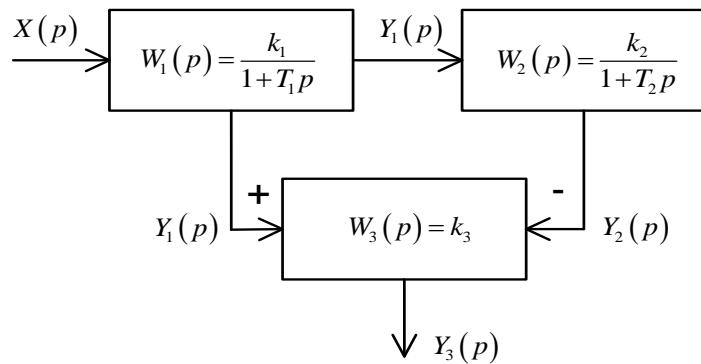
### Введение

Использование настраиваемой на результаты измерений ЧСС модели, которая воспроизводит реакцию на физическую нагрузку во времени, придает системе мониторинга пациентов с тестированием повседневной физической нагрузкой по показателю ее переносимости дополнительные возможности в оценке состояния пациентов. При ее наличии возникает возможность фиксировать в параметрах этой модели переносимость пациентом физической нагрузки. В то же время, на основе использования модели становится возможным прогнозирование реакций в ЧСС на разные нагрузки для оценки их переносимости по существующим отработанным методикам [1]. Удобная для этих целей модель предложена в [2].

### Исходная структурно-функциональная модель для имитации реакции в ЧСС на нагрузку

Модель воспроизводит приспособительную реакцию биосистемы в ответ на некоторое постоянное воздействие. Ее структура может быть изображена, как показано на рисунке (рис.

1).Она являється структурно-функціональною. Структурність подразуміває наявність прототипів її



**Рис. 1. Операторна форма моделі**

блоків в організмі человека. Функціональність – імітацію типових функцій обсяження організмом человека собственного равновесия при дестабилизирующих воздействиях. Параметри  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  модели – коэффициенты передачи звеньев,  $T_1$ ,  $T_2$  – постоянные времена. Примем для простоты  $k_3 = 1$ , коэффициенты и внутренние процессы модели приобретают конкретный физический смысл. Входное воздействие  $x$  – величина физической нагрузки в Ваттах. На выходе – реакция системы  $y_3$ , т.е. ЧСС в уд./мин. Тогда  $y_1$  и  $y_2$  должны иметь размерность уд./мин. Размерность  $k_1$  – (уд./мин.)/Вт;  $k_2$  – безразмерный.

По своей функции первое звено, воспринимающее воздействие, играет барьерную, защитную роль. В нем входной сигнал трансформируется в форму, адекватную для восприятия всей системой. Передача сигнала внутрь системы происходит с запаздыванием. Внешнее воздействие проходит далее второе звено, вырабатывающее противодействие – с дополнительным запаздыванием. Процесс на выходе второго звена имеет S-подобный вид. В третьем звене из сигнала первого звена вычитается сигнал второго звена.

Используемая модель воспроизводит гладкий тренд ЧСС как проявление приспособительной реакции в организме на физическую нагрузку без учета вариабельности сердечного ритма. Для простоты реализации нагрузки при тестировании полагается постоянной.

#### Обоснование математических соотношений модели

Рассмотрим поочередно каждое из трех звеньев с получением соответствующих выражений как функций времени. Выражение в операторной форме для первого звена:

$$W_1(p) = \frac{Y_1(p)}{X(p)} = \frac{k_1}{T_1 p + 1}; \quad Y_1(p) = \frac{k_1}{1 + T_1 p} X(p); \quad T_1 p Y_1(p) + Y_1(p) = k_1 X(p).$$

Перейдя во временную область, получим дифференциальное уравнение следующего вида:

$$T_1 \frac{dy_1(t)}{dt} + y_1(t) = k_1 x(t),$$

где считаем  $x(t) = x_0 + w\sigma(t)$ ,  $x(t \geq 0) = x_0 + w = x$ ,  $x_0$  – начальное значение нагрузки,  $w$  – прирост нагрузки при тестировании. Уравнение и его решение для случая  $x(t \geq 0) = x = \text{const}$ :

$$\frac{dy_1(t)}{dt} + \frac{1}{T_1} y_1(t) = \frac{k_1 x}{T_1}; y_1(t) = k_1 x + C e^{-\frac{t}{T_1}}; y_{10} = k_1 x + C; C = y_{10} - k_1 x; y_1(t) = k_1 x + (y_{10} - k_1 x) e^{-\frac{t}{T_1}}.$$

При последовательном соединении двух звеньев реализуется функция формирования противодействия модели. Передаточная функция:  $W_{12}(p) = W_1(p) \cdot W_2(p)$ , где

$$W_2(p) = \frac{Y_2(p)}{Y_1(p)} = \frac{k_2}{T_2 p + 1}, \text{ тогда } Y_2(p) = \frac{k_1 k_2 X(p)}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}; Y_2(p)[T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1] = k_1 k_2 X(p).$$

После перехода во временную область с учетом  $x(t \geq 0) = x_0 + w = x$  получаем:

$$\frac{d^2 y_2(t)}{dt^2} + \frac{(T_1 + T_2)}{T_1 T_2} \frac{dy_2(t)}{dt} + \frac{1}{T_1 T_2} y_2(t) = \frac{k_1 k_2 x}{T_1 T_2}.$$

Его решение состоит из соответствующих общего и частного решений. Частное решение ищется по виду правой части с учетом значений корней характеристического уравнения:

$$r^2 + \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2} r + \frac{1}{T_1 T_2} = 0; r_{1,2} = -\frac{T_1 + T_2}{2T_1 T_2} \pm \sqrt{\frac{(T_1 + T_2)^2}{4(T_1 T_2)^2} - \frac{1}{T_1 T_2}}.$$

Для случая  $T_1, T_2 > 0$ ,  $T_1 < T_2$  ( $r_1 \neq r_2$ ) получаем:  $r_1 = -1/T_1$ ;  $r_2 = -1/T_2$ .

Тогда решение уравнения можно записать так:  $y_2(t) = C_1 e^{r_1 t} + C_2 e^{r_2 t} + k_1 k_2 x$ , где  $C_1$ ,  $C_2$  – постоянные интегрирования, определяемые, исходя из начальных условий:  $y_2(0) = y_{20}$ ,

$$y'_2(0) = y'_{20}. \text{ Отсюда получаем } C_1 = \frac{T_1(k_1 k_2 x - y_{20}) + y'_{20} T_1 T_2}{T_2 - T_1}, C_2 = -\frac{T_2(k_1 k_2 x - y_{20}) + y'_{20} T_1 T_2}{T_2 - T_1},$$

$$y_2(t) = k_1 k_2 x + \frac{k_1 k_2 x - y_{20}}{T_2 - T_1} \left( T_1 e^{-\frac{t}{T_1}} - T_2 e^{-\frac{t}{T_2}} \right) + \frac{y'_{20} T_1 T_2}{T_2 - T_1} \left( e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}} \right).$$

Реализация противодействия определяется уравнением:  $y_3(t) = y_1(t) - y_2(t)$ . Тогда

$$y_3(t) = k_1 x + (y_{10} - k_1 x) e^{-\frac{t}{T_1}} - k_1 k_2 x - \frac{k_1 k_2 x - y_{20}}{T_2 - T_1} \left( T_1 e^{-\frac{t}{T_1}} - T_2 e^{-\frac{t}{T_2}} \right) - \frac{y'_{20} T_1 T_2}{T_2 - T_1} \left( e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}} \right).$$

С учетом дополнительных соотношений:  $y_{20} - y_{10} = y_{30}$ ;  $y_{20} = k_2 \cdot y_{10}$ ;  $y_{10} = y_{30} / (1 - k_2)$ ,  $y_{20} = y_{30} k_2 / (1 - k_2)$  для неизвестных внутренних начальных условий при  $y'_{20} = 0$  получаем:

$$y_1(t) = k_1 x + \left( \frac{y_{30}}{1 - k_2} - k_1 x \right) e^{-\frac{t}{T_1}}; y_2(t) = k_1 k_2 x - \frac{1}{T_2 - T_1} \left[ T_1 \left( \frac{y_{30} k_2}{1 - k_2} - k_1 k_2 x \right) e^{-\frac{t}{T_1}} - T_2 \left( \frac{y_{30} k_2}{1 - k_2} - k_1 k_2 x \right) e^{-\frac{t}{T_2}} \right];$$

$$y_3(t) = k_1 x + \left( \frac{y_{30}}{1 - k_2} - k_1 x \right) e^{-\frac{t}{T_1}} - k_1 k_2 x + \frac{1}{T_2 - T_1} \left[ T_1 \left( \frac{y_{30} k_2}{1 - k_2} - k_1 k_2 x \right) e^{-\frac{t}{T_1}} - T_2 \left( \frac{y_{30} k_2}{1 - k_2} - k_1 k_2 x \right) e^{-\frac{t}{T_2}} \right],$$

что и требовалось.

#### Пример прогнозирования трендов ЧСС

Для примера выберем:  $x_0 = 8,3$  (Вт);  $k_1 = 3,5$  ((уд./мин.) / Вт);  $T_1 = 10$  (с);  $k_2 = 0,5$ ;  $T_2 = 40$  (с). В результате расчетов по приведенной формуле получим следующее (рис. 2).

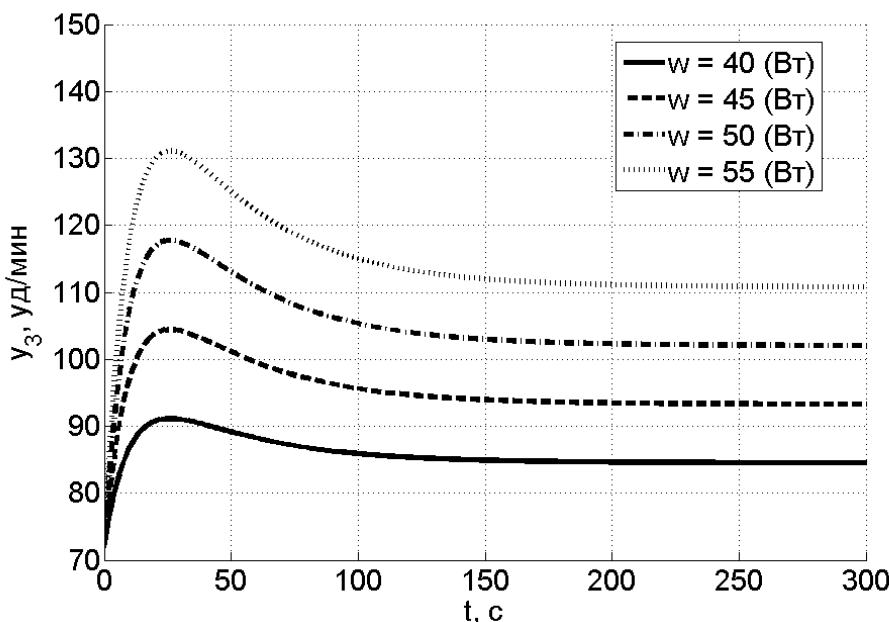


Рис. 2. Имитация реакции в ЧСС на серию нагрузок

### Выводы

- Определены размерности параметров и выходных процессов звеньев для модели ЧСС как функции времени при воздействии постоянной нагрузки на пациента.
- Получены математические зависимости ЧСС от времени при воздействии постоянной нагрузки с раздельным представлением составляющих по функциям биосистемы.
- Представлен пример имитации реакции системы на серию физических нагрузок с использованием полученных выражений моделирования.

### Литература

- Амосов Н.М. Физическая активность и сердце. Третье издание, переработанное и дополненное. / Н.М. Амосов, Я.Н. Бендет. – К.: Здоровье. – 1989. – 215 с.
- Антомонов, М.Ю. Математическая обработка и анализ медико-биологических данных / М.Ю. Антомонов – М.: Наука, 2005. – 558 с.

**Рекомендовано к публикации:** к.т.н., доц. Шулляк А.П.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ФиБМЭ, Киев, Украина

УДК 621.391+612.16

**РОЗДІЛЬНА ІМІТАЦІЯ ТИПОВИХ ФУНКЦІЙ БІОСИСТЕМИ  
ПІД ЧАС МОДЕЛЮВАННЯ РЕАКЦІЇ В ЧАСТОТІ СЕРЦЕВИХ СКОРОЧЕНЬ ПАЦІЄНТА  
НА ПОСТІЙНЕ ФІЗИЧНЕ НАВАНТАЖЕННЯ**

А.В. Тур

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: tolya-tur@mail.ru

**Загальна спрямованість роботи – вдосконалення інструментарію кардіомоніторингу пацієнтів регіону в повсякденних умовах за показником переносності фізичних навантажень.** Предмет роботи – розкриття змісту та особливостей роздільної імітації типових функцій біосистеми під час моделювання реакції в ЧСС пацієнта на постійне фізичне навантаження з використанням структурно функціональної моделі. Основні результати – наочне представлення змісту роздільної імітації та складових процесів реакції системи та залежності їх характеру від параметрів моделі.

**General thrust of the work is improvement of tools for cardiac monitoring of region's population in terms of exercise tolerance. The subject of the work – a disclosure of a content and features of biosystem's typical functions separate simulation when modeling patients heart rate response on constant exercise load using structural-functional model. Main results – a visualization of the content of separate simulation and system's reaction components and visualization of dependency of their nature on model parameters.**

**Ключові слова:** кардіомоніторинг, тестування фізичним навантаженням, частота серцевих скорочень, структурно-функціональна модель, роздільна імітація типових функцій біосистеми.

**Key words:** cardiac monitoring, exercise tolerance testing, heart rate, structural-functional model, separate simulation of biosystem's typical functions.

### **Вступ**

Структурно-функціональна модель реакції в ЧСС пацієнта на постійне фізичне навантаження, яка може використовуватись в системі кардіомоніторингу за показником переносності ним цього навантаження [3] для отримання під час його проведення додаткових функціональних можливостей, має суттєву особливість – в процесі моделювання можуть імітуватися проміжні внутрішні процеси моделі. З урахуванням наявності в організмі прототипів (типових функцій) блоків моделі внаслідок її структурності [2] створюється можливість імітації внутрішніх процесів організму. При цьому параметри моделі відображають відповідні характеристики внутрішніх підсистем-прототипів в складі серцево-судинної системи та систем її управління. Можливості організму по переносності фізичного навантаження відображаються у цих параметрах, а особливості функціонування ССС під дією навантаження деталізуються ходом внутрішніх процесів моделі.

Імітація загальної реакції в ЧСС організму на навантаження здійснюється послідовно з отриманням проміжних внутрішніх процесів на виходах окремих блоків моделі. При налаштуванні моделі на результати реєстрації ЧСС як функції часу забезпечується можливість поступового детального дослідження об'єкта спостереження.

Мета роботи – розкриття змісту та особливостей роздільної імітації типових функцій організму під час моделювання реакції в ЧСС пацієнта на постійне фізичне навантаження, наочне представлення складових процесів реакції системи. Розглядається відповідний ілюстраційний тестовий приклад.

## Структурно-функціональна модель імітації реакції в ЧСС на постійне навантаження та складові цієї реакції

Ця модель імітує гладкий тренд ЧСС як реакцію на фізичне навантаження. Кожен блок моделі описується передавальною функцією. Схема моделі, принцип формування реакції наведені на рис. 1.

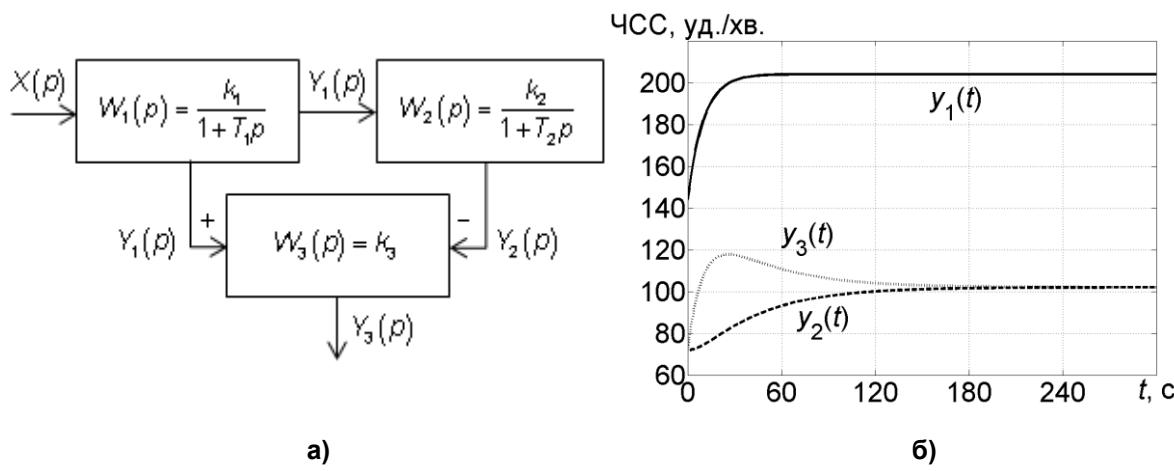


Рис.1. Схема моделі (а) та принцип формування реакцій ЧСС (б)

Виходячи з наведеної схеми та характеристики її ланок можна показати, що у випадку  $T_1, T_2 > 0$ ,  $T_1 < T_2$ ,  $k_3 = 1$  та при постійному навантаженні:

$$y_1(t) = k_1 x + \left( \frac{y_{30}}{1-k_2} - k_1 x \right) e^{-\frac{t}{T_1}}; \quad y_2(t) = k_1 k_2 x - \frac{1}{T_2 - T_1} \left[ T_1 \left( \frac{y_{30} k_2}{1-k_2} - k_1 k_2 x \right) e^{-\frac{t}{T_1}} - T_2 \left( \frac{y_{30} k_2}{1-k_2} - k_1 k_2 x \right) e^{-\frac{t}{T_2}} \right];$$

$$y_3(t) = k_1 x + \left( \frac{y_{30}}{1-k_2} - k_1 x \right) e^{-\frac{t}{T_1}} - k_1 k_2 x + \frac{1}{T_2 - T_1} \left[ T_1 \left( \frac{y_{30} k_2}{1-k_2} - k_1 k_2 x \right) e^{-\frac{t}{T_1}} - T_2 \left( \frac{y_{30} k_2}{1-k_2} - k_1 k_2 x \right) e^{-\frac{t}{T_2}} \right],$$

де  $x$  – вхідне постійне навантаження;  $y_1(t)$ ,  $y_2(t)$ ,  $y_3(t)$  – функції часу сигналів на виходах блоків;  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $T_1$ ,  $T_2$  – параметри моделі;  $y_{30}$  – початкова умова  $y_3(0)$ .

### Зміст та можливості роздільної імітації типових функцій біосистеми

Імітація проводиться з використанням наведених виразів для проміжних та вихідного процесів моделі в програмному середовищі MATLAB по типовим функціям біосистеми щодо забезпечення нею власної рівноваги в умовах впливу дестабілізуючих факторів: бар'єрній функції (перша ланка), функції формування протидії (перша та друга ланки), реалізації протидії (третя ланка).

Зміст та можливості роздільної імітації типових функцій біосистеми проілюструємо на прикладі:  $x = x_0 + w$ ,  $x_0 = 8,3$  Вт,  $w = 50$  Вт,  $k_1 = 3,5$  (уд./хв.)/Вт,  $T_1 = 10$  с,  $T_2 = 40$  с,  $k_2 = 0,5$ .

Проілюструємо імітацію бар'єрної функції системи. Зміна параметрів  $k_1$  та  $T_1$  впливає на вихідний процес першої ланки та загальну реакцію системи наступним чином (рис. 3).

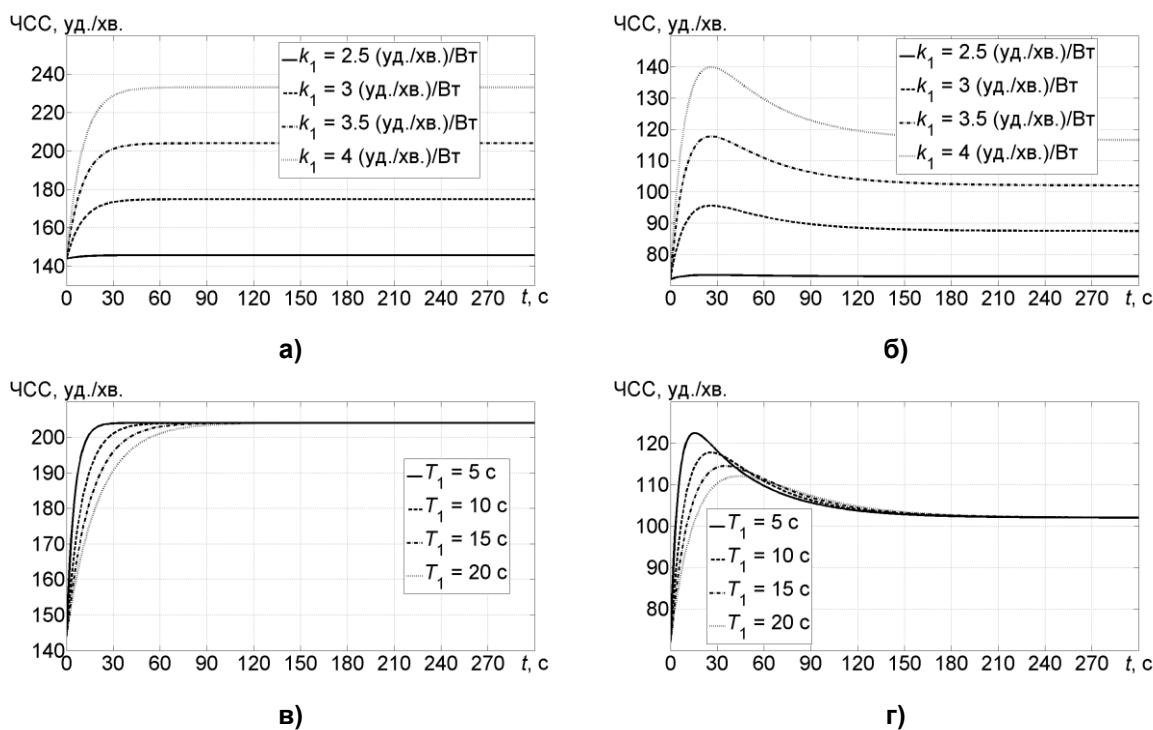
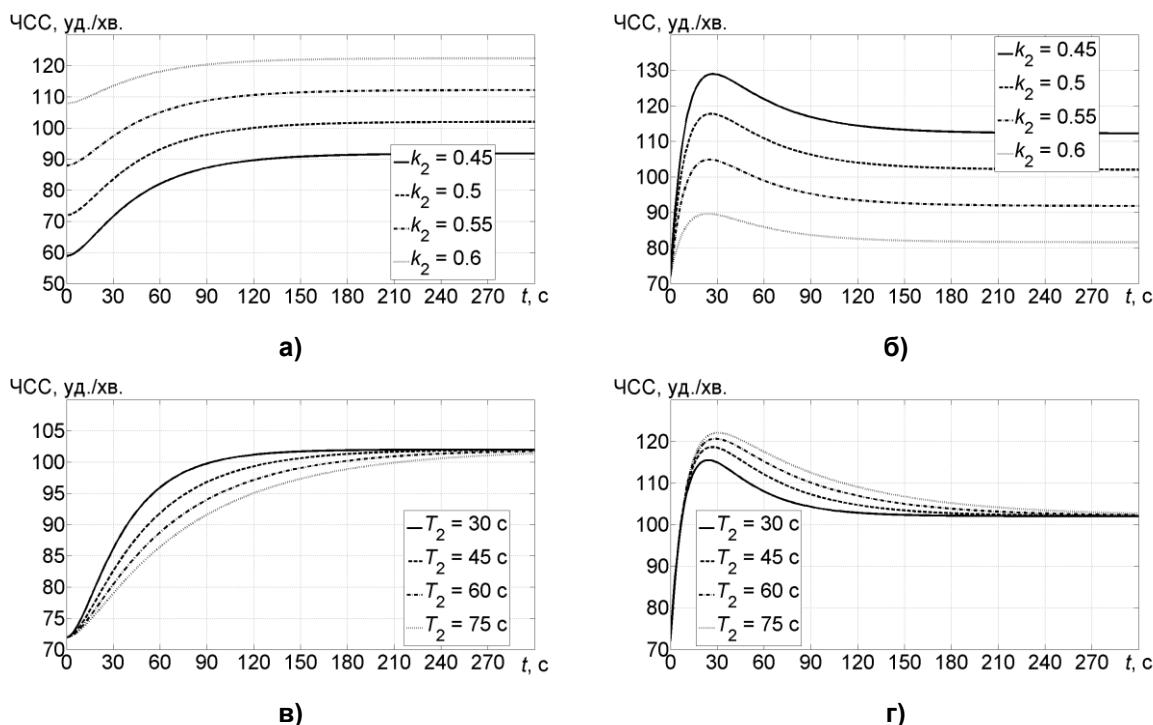


Рис. 3. Імітація бар'єрної функції  $y_1(t)$  (а, в) та реакції системи  $y_3(t)$  (б, г)  
для різних значень параметрів першої ланки

Коефіцієнт передачі  $k_1$  впливає на величину процесу на виході першої ланки та на ЧСС на виході моделі (рис. 3, а, б), а постійна часу  $T_1$  – на час перехідного процесу на виході першої ланки та на максимальне значення ЧСС на виході моделі (рис. 3, в, г).

Під час імітації протидії (рис. 4) збільшення коефіцієнта передачі  $k_2$  приводить до збільшення величини процесу протидії на виході другої ланки (рис. 4, а); значення загальної реакції в ЧСС зменшується (рис. 4, б).



**Рис. 4. Імітація функції протидії  $y_2(t)$  (а, в) та відповідної реакції всієї системи  $y_3(t)$  (б, г)**  
**для різних значень параметрів другої ланки**

У разі збільшення  $T_2$  час перехідного процесу протидії збільшується (рис. 4, в), величина загальної реакції системи збільшуються (рис. 4, г). В цьому полягає зміст роздільної імітації типових функцій біосистеми та можливості, що створюються для їх аналізу.

### Висновки

1. Розкрито зміст та особливості роздільної імітації типових функцій біосистеми під час моделювання реакції в ЧСС пацієнта на постійне фізичне навантаження з використанням структурно функціональної моделі.
2. Підтверджено, що використання роздільної імітації може забезпечити наочність і зручність аналізу особливостей досліджуваної моделі в цілях діагностики пацієнта.

### Література

1. Амосов Н. М. Физическая активность и сердце. Третье издание, переработанное и дополненное. / Н. М. Амосов, Я. Н. Бендет. – К.: Здоровье. – 1989. – 215 с.
2. Антомонов, М.Ю. Математическая обработка и анализ медико-биологических данных / М. Ю. Антомонов – М. : Наука, 2005. – 558 с.
3. Шулляк А.П., Шачиков А.Д., Комплекс кардиомониторинга пациентов в повседневных условиях // «Вісник НТУУ «КПІ». Серія приладобудування». – К. : 2014, с. 163-

**Рекомендовано к публікации:** к.т.н., доц. Шулляк А.П.

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, кафедра ФіБМЭ, Київ, Україна

## СЕКЦІЯ №5: «КОНСТРУЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ АПАРАТУРИ»

УДК.621.391.26

### АПАРАТНИЙ СПЕКТРОАНАЛІЗАТОР

С.М. Польовий

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [serhiy\\_09@mail.ru](mailto:serhiy_09@mail.ru)

Метою даної роботи є розробка апаратного малогабаритного пристроя, побудованого на широко розповсюдженій та сучасній елементній базі, який відображатиме спектр вхідного сигналу в режимі реального часу на звичайному VGA моніторі.

The aim of this work is to develop a compact hardware device built on widely accepted and modern components which can display spectrum of input signal in realtime using a VGA monitor.

**Ключові слова:** спектр, аналіз, звук, сигнал, FPGA.

**Key words:** spectrum, analysis, sound, signal, FPGA.

#### Вступ

Зараз напрям цифрової обробки сигналів активно розвивається і його сфера застосування з часом тільки розширяється, витісняючи аналогові технології з відповідних галузей. Представлення сигналу в часовій області не завжди є інформативним, особливо при роботі зі складними сигналами чи при змішуванні різних сигналів. Враховуючи це, обробка складних сигналів здійснюється, в основному, в частотній області. Даний пристрій може стати зручним інструментом для перетворення і візуалізації аудіо сигналу в частотній області.

Для досягнення поставленої мети було розглянуто існуючі базові методи, покладені в основу такої апаратури. В більшості, такі пристрії реалізуються програмно або за допомогою набору паралельних аналогових фільтрів та відображення смуги частот матрицею світлодіодів.

Програмні реалізації мають певну прив'язку до ОС та до задіяної апаратури. Реалізації на аналогових фільтрах, наразі, є морально застарілими. Вони зазвичай доволі дорогі та громіздкі, а їх параметри залежать від температури і ступеню зносу компонентів і т. д.

Тому, запропонований пристрій буде чимось середнім між програмною та аналоговою реалізаціями спектроаналізаторів, зберігши їхні найкращі сторони.

В даній статті наведено приклад практичної реалізації спектрального аналізатора сигналу на основі FPGA. Даний пристрій має VGA інтерфейс для відображення спектру на звичайному моніторі у вигляді спектрограми або у вигляді амплітудно-частотної характеристики.

### Структура пристрою

Структурна схема пристрою показана на рисунку 1. Вхідний сигнал дискретизується аудіокодеком. Відповідно до спектру вхідного сигналу, можна змінювати частоту дискретизації аудіокодека щоб отримати більш щільний спектр.

На ПЛІС реалізована основна логіка приладу. Для отримання спектрограмми вхідного сигналу використовується алгоритм дискретного перетворення Фур'є. Потім результати ДПФ записуються в відеопам'ять для подальшого відображення за допомогою потрібного алгоритму, після чого відправляється на VGA контролер (рис 1).

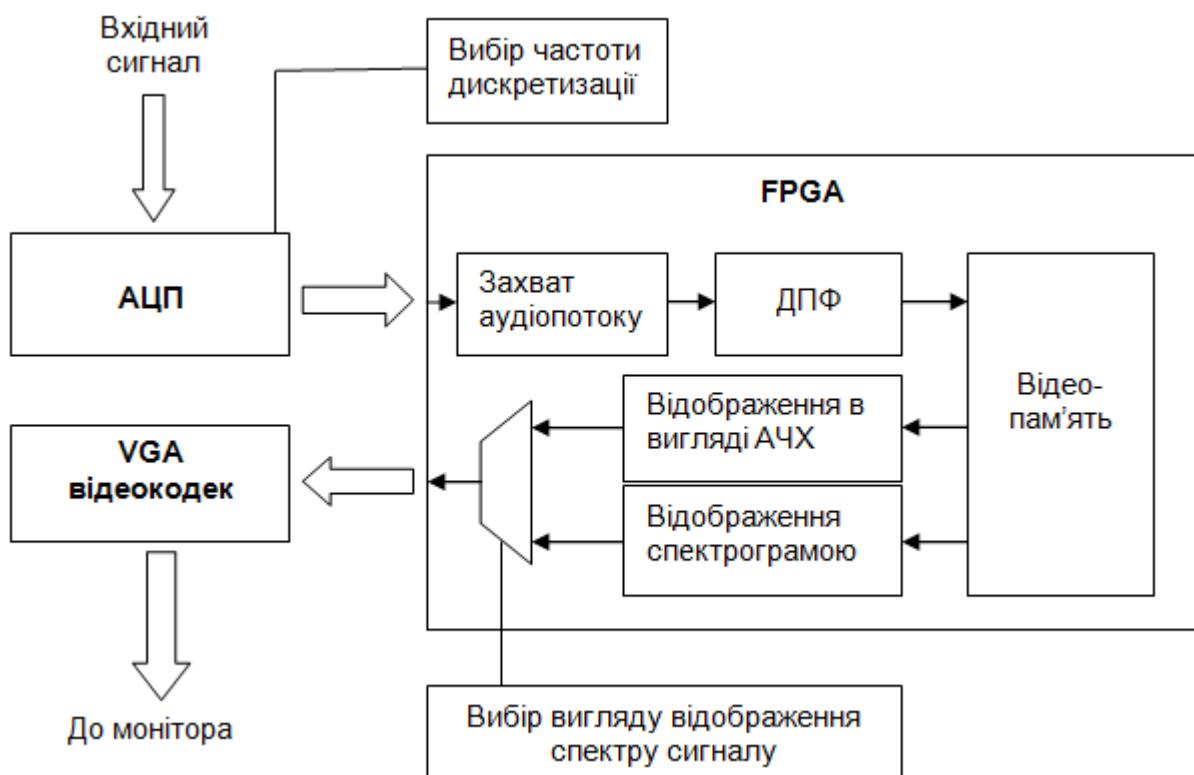


Рис.1 Структура пристрою

### Розрахунок спектру сигналу

Канонічне ДПФ виконується за такою формулою:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{\frac{2\pi i kn}{N}}$$

Зробимо деякі математичні спрощення для реалізації на ПЛІС:

$$\begin{aligned} X_k &= \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{\frac{2\pi i kn}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \left( \cos \frac{2\pi k n}{N} + i \sin \frac{2\pi k n}{N} \right) \\ X_k &= \operatorname{Re}(X_k) + i * \operatorname{Im}(X_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cos \frac{2\pi k n}{N} + i \sum_{n=0}^{N-1} x_n \sin \frac{2\pi k n}{N} \\ |X_k| &= \sqrt{\operatorname{Re}(X_k)^2 + \operatorname{Im}(X_k)^2} \sim |\operatorname{Re}(X_k)| + |\operatorname{Im}(X_k)| \end{aligned}$$

$k$  – номер вихідної частотної складової (від 0 до  $N/2$ )

$n$  – номер вхідного відліку сигналу (від 0 до  $N-1$ )

$N$  – кількість точок

$X_k$ - значення вихідної частотної складової

$x_n$ - значення вхідного відліку сигналу

Таким чином, отримали формули, які потрібно реалізувати на ПЛІС. Але перед тим як почати проектування, необхідно розглянути проблему швидкодії, яка безпосередньо впливатиме на спосіб реалізації даного алгоритму.

### Робота в режимі реального часу

Задача реалізації режиму роботи в реальному часі полягає в тому, щоб система встигала робити всі математичні операції за час надходження нових порцій аудіо сигналу. Наприклад, для обчислення спектру з 128 точок потрібно 8192 операцій множення. Таким чином, для роботи в реальному часі необхідно встигати робити ці 8192 операцій множення за час, поки надходить кожних 128 аудіовідліків. Для обчислення достатніх умов для роботи пристрою в режимі реального часу, була виведена нескладна формула яка показує залежність частоти дискретизації, тактovoї частоти пристрою та кількості відліків для ДПФ:

$$\frac{f_{clk}}{f_s} = \frac{N}{2} \quad (1)$$

Прилад спроектований таким чином щоб він міг функціонувати на частотах до 90Мгц. Тому, з формули (1) видно, що даний прилад має великий запас по швидкодії. Даний запас можна використовувати розширяючи розрядність ДПФ для отримання більшої точності.

Алгоритм швидкого перетворення Фур'є міг би забезпечити ще більшу швидкодію, але він не був реалізований так як потребує більше апаратних ресурсів ПЛІС, та і для більшості випадків цілком вистачає швидкодії алгоритму реалізації на базі ДПФ.

### Особливості реалізації

Спочатку в ПЗП, при ініціалізації ПЛІС, завантажується таблиця дискретних значень косинусу від 0 до  $2\pi$  з кроком  $2\pi/N$ .

Для запам'ятовування кожних  $N$  вхідних відліків використовується невеликий блок ОЗУ.

Основним обчислювальним модулем є перемножувач з накопиченням (MAC). В пристрої використовуються лише два блоки MAC (для обчислення косинусної і синусної складових) та реєстри - вказівники на відповідні точки сигналів для перемноження. Арифметичні операції виконуються послідовно, чим ми значно економимо апаратні ресурси, а таким чином, в випадку збільшення розрядності ДПФ, збільшиться лише обсяг вхідної ОЗУ та відеопам'яті. Ресурси іншої логіки залишаються практично незмінними.

Після кожних послідовних  $N$  дій множення, накопичені результати для косинусної та синусної складової додаються (по абсолютному значенню) та виводяться на вихід як значення амплітуди відповідної гармоніки. Після чого, акумулятор очищується і процес повторюється для інших частотних складових.

Отримані значення передаються до відеопам'яті, яка реалізована на ПЛІС за допомогою вбудованих М4К блоків пам'яті. Для цієї пам'яті реалізовано два алгоритми відображення спектру на екрані монітору - у вигляді спектрограми, або у вигляді амплітудно-частотної характеристики. Згенеровані сигнали кольорів (RGB), та сигнали вертикальної і горизонтальної синхронізації з ПЛІС подаються на відеокодек, який формує вихідний сигнал на VGA монітор.

### **Висновки**

Враховуючи важливість використання спектрального аналізу звукового сигналу у різних галузях, був спроектований компактний прилад для візуалізації спектру в реальному часі на звичайному VGA моніторі.

Завдяки реалізації на основі FPGA, архітектура приладу спроектована максимально оптимально що забезпечує високу швидкодію. Прилад має можливість змінювати частоту дискретизації, кількість відліків для обчислення ДПФ, спосіб візуалізації спектру сигналу. Це дозволяє виконувати налаштування для певного сигналу, отримати певну точність обчислення в залежності від конкретної задачі.

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 калібрувки
- можливість візуалізації на звичайному VGA екрані
- невеликий розмір
- висока точність та дешевизна в порівнянні з апаратними аналогами.

### **Література**

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов – Москва. 2002г. – С. 256-260.
2. Христофоров А.В. Методы анализа спектра сигнала – Казань. 2004г. – С. 7-11
3. Эммануил С. Айфичер., Барри У. Джервис. Цифровая обработка сигналов. Практический подход – Москва. 2009г. – С. 210-236.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Лєбедєв Д.Ю.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

## СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ – КВАДРОКОПТЕРОМ

А.А. Глаголев

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: glalex\_1993@mail.ru

**В статье рассмотрены принципы управления беспилотным летательным аппаратом с четырьмя несущими винтами – квадрокоптером. Предложена структурная схема системы автоматического управления (САУ) полетом квадрокоптера, проанализированы ключевые компоненты для построения САУ.**

**The article describes the principles of control unmanned aerial vehicle with four rotors – quadrocopter. Provided the block diagram of the automatic control system (ACS) quadrocopter flight, analyzed the key components for the construction of ACS.**

**Ключевые слова:** беспилотный летательный аппарат (БПЛА), квадрокоптер, система автоматического управления, рыскание, крен, тангаж, микроконтроллер, MEMS-датчики, акселерометр, гироскоп, магнитометр, высотометр.

**Key words:** *unmanned aerial vehicle (UAV), quadrocopter, automatic control system, yaw, roll, pitch, microcontroller, MEMS-sensors, accelerometer, gyroscope, magnetometer, altimeter.*

### **Введение**

В последнее время разработка беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) является динамично развивающимся направлением. Особый интерес представляют небольшие БПЛА мультироторного типа благодаря ряду присущих им особенностям и областям применения. Основной областью применения аппаратов данного типа является проведение аэрофотосъемки и аэровидеосъемки, а также мониторинг различных параметров окружающей среды с использованием дополнительного оборудования на борту. Имея небольшой размер, БПЛА мультироторного типа могут выполнять полет в условиях ограниченного пространства, а также в местах, нахождение в которых представляет угрозу для жизни человека.

### **Устройство квадрокоптера**

Аналитическая модель беспилотного летательного аппарата с четырьмя несущими винтами представлена на рис. 1 [1], где  $F_1$ ,  $F_2$ ,  $F_3$  и  $F_4$  – подъемные силы первого, второго, третьего и четвертого двигателей соответственно;  $F_T$  – сила тяжести, действующая на квадрокоптер;  $M$  – центр масс аппарата;  $\theta$ ,  $\gamma$  и  $\psi$  – углы поворота относительно осей X, Y и Z соответственно. Квадрокоптер характеризуется шестью степенями свободы: тремя поступательными (x, y, z) и тремя вращательными ( $\theta$ ,  $\gamma$ ,  $\psi$ ).

Данная модель учтена при выборе состава и количества датчиков цепи обратной связи управления движением беспилотного летательного аппарата.

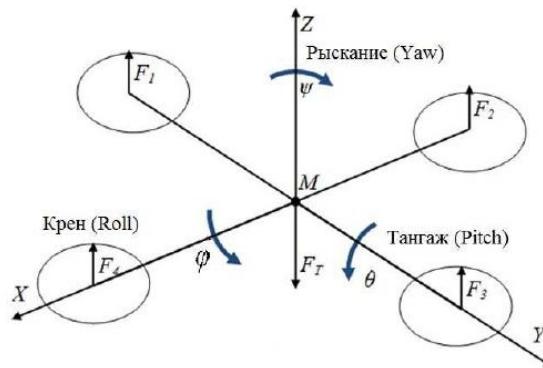


Рис. 1. Аналитическая модель квадрокоптера

На основании работ [2], [3] и [4] можно предложить структурную схему управления БПЛА с 4мя несущими винтами (рис. 2) и схему системы автоматического управления квадрокоптером (рис. 3).

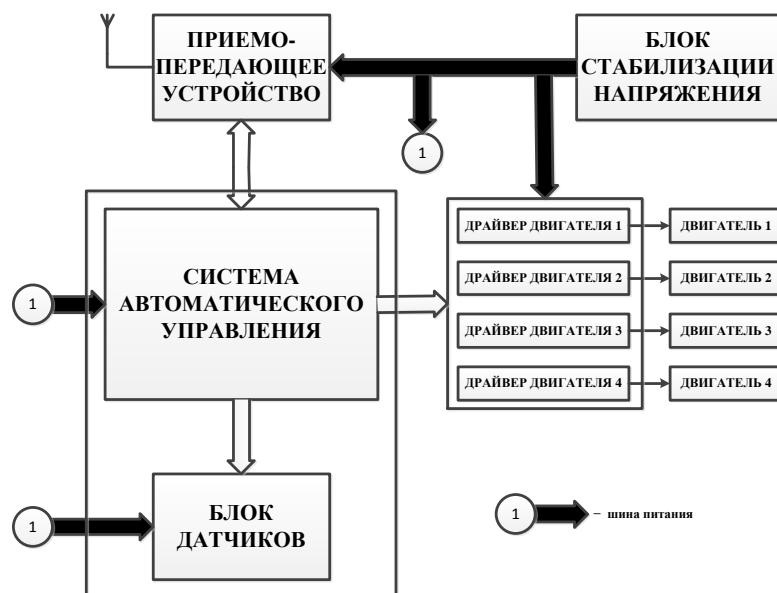


Рис. 2. Структурная схема управления БПЛА – квадрокоптером



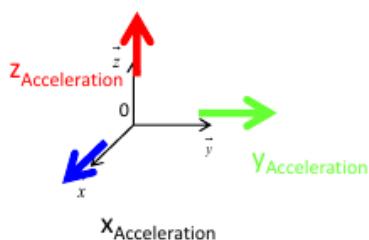
Рис. 3. Структурная схема системы автоматического управления квадрокоптером

В качестве датчиков для определения текущего местонахождения квадракоптера в пространстве самым рациональным решением [3] будет использование

микроэлектромеханических (MEMS) датчиков. Они имеют малые массогабаритные показатели, высокое быстродействие, функциональность и надежность, но и имеют ряд недостатков, таких как зависимость показаний от температуры, дрейф нуля, чувствительность к вибрациям. Стоит отметить, что современные MEMS-датчики (акселерометры и гироскопы) производятся [4] с использованием технологии DMP (Digital Motion Processing), что подразумевает обработку угловых скоростей и ускорений с применением фильтрации Калмана непосредственно в самом процессоре датчика и отправку информации об ориентации в пространстве в цифровом формате в виде кватернионов или углов Эйлера.

Проанализируем детальнее назначение каждого из компонентов САУ (рис. 3).

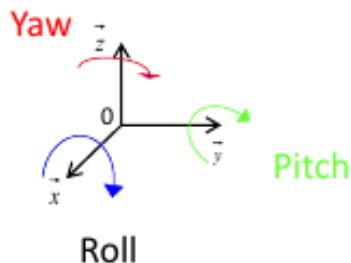
1. **Акселерометр** – датчик, который измеряет линейное ускорение объекта по 3м осям – x, y, z (рис. 4). Единица измерения – [м/с<sup>2</sup>]. Как правило, выдает значение, пропорциональное ускорению свободного падения – **g** (9.82 м/с<sup>2</sup>).



**Рис. 4. Измерения акселерометра в ПДСК**

Используется для [3] периодической корректировки значений углов, вычисленных гироскопом.

2. **Гироскоп** – датчик, который измеряет угловую скорость (перемещение) объекта относительно 3х осей – x, y, z (рис. 5). Единица измерения – [рад/с].



**Рис. 5. Измерения гироскопа в ПДСК**

Рыскание (Yaw) – вращение вокруг вертикальной оси Z.

Крен (Roll) – вращение вокруг продольной оси X.

Тангаж (Pitch) – вращение вокруг поперечной оси Y.

Для определения угла с помощью гироскопа [3] необходимо интегрировать его показания, например методом прямоугольников:

$$\alpha = \alpha_0 + \omega \cdot t, \quad (1)$$

где  $\alpha$  – текущее значение угла,  $\alpha_0$  – предыдущее значение угла,  $\omega$  – текущее значение угловой скорости,  $t$  – время между измерениями. Недостаток гироскопов — показания «уплывают» со временем.

3. **Магнитометр (компас)** – устройство, облегчающее ориентирование на местности путем указания на магнитные полюса Земли и стороны света; магнитный компас начинает давать неверные значения вблизи другого компаса и вблизи стальных предметов. Определяет [4] направление движения (курса) квадрокоптера, то есть используется для более точного расчета угла поворота по оси Z (рыск).

4. **Датчик давления (высотомер)** – измеряет атмосферное давление. Используется для определения высоты полета квадрокоптера, вычисляется по формуле:

$$H = 44330 \left( 1 - \left( \frac{P}{P_0} \right)^{\frac{1}{5.255}} \right), \quad (2)$$

где  $P$  – давление на высоте  $H$ ,  $P_0$  – давление над уровнем моря (101325 Па)

5. **Карта памяти** – используется для хранения конфигурационных файлов и записи всех параметров полета для их последующего анализа.

6. **Микроконтроллер** – является ключевым компонентом системы автоматического управления полетом квадрокоптера. Используется для: а) поддержки взаимодействия с периферийными устройствами (датчиками, драйверами двигателей, картой памяти, приемо-передающими устройствами); б) обработки данных с вышеперечисленных устройств; в) выполнения и реализации алгоритмов управления БПЛА в целом (стабилизация с помощью ПИД-регулирования, навигация и т.д.).

### **Выводы**

В данной статье рассмотрены основные современные принципы построения системы управления БПЛА мультироторного типа с четырьмя несущими винтами – квадрокоптером. Определены необходимые компоненты данной системы, проанализированы ключевые из них. В настоящее время предметом проводимых исследований является моделирование движения квадрокоптера, отработка методов управления и разработка алгоритмов их реализации.

### **Литература**

1. Чжо Мъят Ту – Моделирование системы автоматического управления квадрокоптером – Электронный журнал «Молодежный научно-технический вестник» – Москва – 2014г.
2. Прокопьев И.В., Бецков А.В. – Структура системы управления беспилотных летательных аппаратов специального назначения – Труды Международного симпозиума «Надежность и качество» – том 1, Москва – 2012г.
3. В.В. Перебейнос, Д.Н. Кузнецов – Выбор и исследование инерциальных датчиков для стабилизации полета квадрокоптера. – XIII Международная научно-техническая конференция «Автоматизация технологических объектов и процессов. Поиск молодых» – Донецк – 2013г.
4. К.Е. Шилов – Разработка системы автоматического управления беспилотным летательным аппаратом мультироторного типа. – ТРУДЫ МФТИ. – Том 6, № 4 – 2014г.

**Рекомендовано к публикации:** к.т.н., доц. Корнев В.П.

Кафедра КЭВА факультета электроники НТУУ «КПІ», г. Київ, Україна

УДК 617.7

## ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ РЕЙТРЕЙСИНГОВОЇ АБЕРОМЕТРІЇ ОКА

Ю.І.Попов

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: yurez434@mail.ru

**Розглянуто шляхи підвищення ефективності рейтреєсингового методу дослідження аберрацій людського ока. Для ідентифікації марок на сітківці використано технології нейронних мереж.**

**The article discusses ways to improve raytracing aberrometry of the human eye. For identification marks on the retina used technology of neural networks.**

**Ключові слова:** aberometрія, рейтреєсинг, нейронні мережі.

**Key words:** aberrometry, raytracing, neural network.

### Вступ

Нормальний стан зорового апарату є важливим фактором і показником здоров'я людини. Навіть невеликі патологічні зміни у функціонуванні ока знижують працездатність людини і утворюють фізичний та психологічний дискомфорт. За час існування проблем пов'язаних з аберраційними вадами зору, було винайдено багато методів дослідження [1]. Стрімкий розвиток електроніки призвів до створення потужних комп'ютерів, які здатні керувати складними лазерними системами для коригування аберраційних вад. Метод рейтреєсингу був розроблений та випробуваний у 1996-1997 роках в Україні та Іспанії незалежними і непов'язаними між собою групами [1]. Сутність метода полягає у поточковому зондуванні поверхні ока вузькоспрямованим лазерним променем з метою визначення поперечних аберрацій. Для зменшення променевого навантаження на око обмежують час зондування та потужність променя. Це викликає потребу застосовувати для фіксації поперечних аберрацій високочутливу та швидкісну фото та відеоапаратуру, що збільшує вартість використання рейтреєсингу.

У роботі розглянуто підвищення інформаційних можливостей методу рейтреєсингу за рахунок надання зондуючим променям різних конфігурацій. Оскільки сусідні марки на сітківці будуть мати різні форми, це полегшить їх подальшу ідентифікацію.

### Аберрації людського ока

Оптична система ока не є ідеальною. Її властиві дефекти – аберрації, які ведуть до спотворення зображення на сітківці. Аберрації це – порушення гомоцентричності пучків променів після їх проходження через оптичні середовища ока, що спричиняє втрату геометричної подібності між дійсними обрисами об'єктів, які спостерігає око, та їх зображеннями на сітківці.

Реальна оптична система ока людини відрізняється від системи схематичного, ідеалізованого ока. До цього призводять такі фактори [2]:

- передня поверхня рогівки не має осьової симетрії. Фактично це тороїд (сплюснута сфера);

- на передній поверхні рогівки в зоні отвору зіниці трапляється додаткова опуклість діаметром 2...4 мм;
- кришталік розміщується не завжди точно центровано відносно оптичних поверхонь рогівки і не буває ідеально оптично однорідним;
- отвір зіниці не точно центрований відносно інших оптичних елементів ока;
- оптичні середовища ока мають залежність показника заломлення від довжини світлової хвилі.

Усі ці чинники разом призводять до погіршення функціонування зорового органу людини. Математичний апарат для дослідження аберрацій запропонував Фріц Церніке[3]. Вчений використав серії поліномів для опису аберрацій хвильового фронту (поверхня рівних фаз світлової хвилі). Оптична система вважається нормальнюю, якщо коефіцієнти Церніке близькі до нуля.

### Аберометрія методом рейтреїсингу

Рейтреїсингове зондування використовує лазерний промінь. Потрапляючи на сітківку, він висвічує на її поверхні світлову плямку (марок). Зазвичай кількість марок для проведення аберометрії обирають з діапазону 64...256. Коли лазерний промінь повністю сканує сітківку, формується специфічний рисунок з марок, координати яких використовують у розрахунках аберрацій (рис.1).

Перед проведенням аберометрії прилад точно позиціонується відносно ока пацієнта. Якщо наявні аберрації, то марок фіксується на сітківці відносно оптичної осі, суміщеною з візуальною віссю ока, у точці з координатами  $[dx, dy]$ . Ці координати є поперечними аберраціями променя на сітківці.

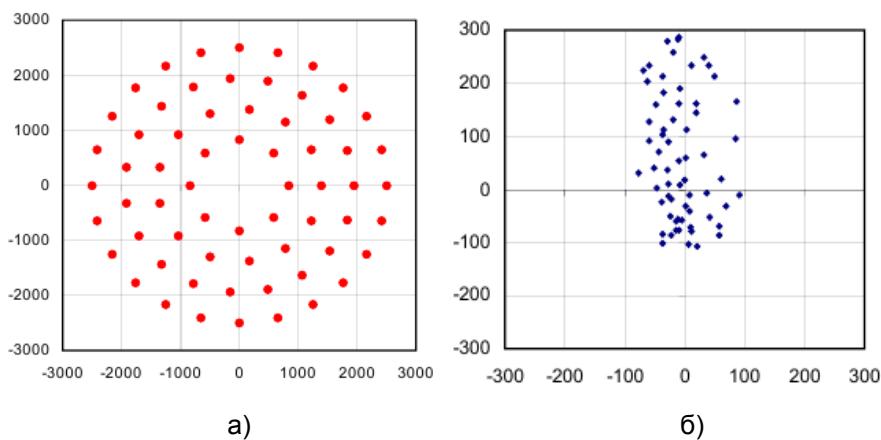


Рис. 1. Конфігурація марок на зіниці ока (а) та на сітківці (б).

Обмеження накладаються на час експозиції  $t \leq 250$  мс. За даний проміжок око людини не встигає рефлекторно акомодувати. Акомодація накладає похибки на вимірювання поперечних аберрацій. Крім того, потужність випромінювання Р має бути такою, щоб не заподіяти шкоди сітківці. Також береться до уваги, що сітківка поглинає 95...97 % випромінювання. Це призводить до того, що промінь, віддзеркалений від сітківки, є тьмяним. Зменшення часу

експозиції веде до зменшення кількості точок зондующего променя, внаслідок чого важче зробити висновки про аберрації оптичної системи.

Надання променю лазера певної форми дозволить зробити миттєве сканування сітківки. Встановлення відповідності координат зондуующого променя на зіниці та на сітківці здійснюють шляхом аналізу форми променя на сітківці. При такому підході можливо зменшити час експозиції і підвищити точність встановлення поперечних аберрацій.

### Ідентифікація поперечних аберрацій нейромережею

Розпізнавання образів — це віднесення вихідних даних до певного класу за допомогою виділення істотних ознак, що характеризують ці дані, із загальної маси несуттєвих даних. При постановці задач розпізнавання намагаються користуватися математичною мовою.

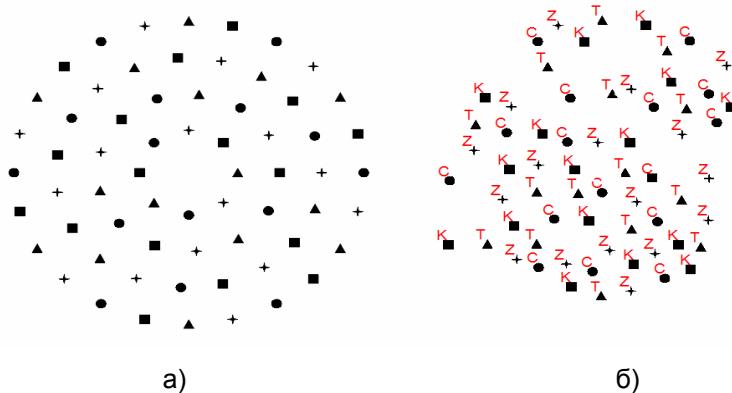
У задачах класифікації вихідний елемент повинен видавати сильний сигнал в разі, якщо дане спостереження належить до цікавого для дослідження класу, і слабкий - в протилежному випадку. Інакше кажучи, цей елемент повинен прагнути змоделювати функцію, рівну одиниці в тій області простору об'єктів, де розташовуються об'єкти з потрібного класу, і рівну нулю поза цією областю. Така конструкція відома як дискримінантна функція в задачах розпізнавання. "Ідеальна" дискримінантна функція повинна мати плоску структуру, так щоб точки відповідної поверхні розташовувалися або на нульовому рівні, або на висоті одиниця.

Зображення марку спрямовують на відеокамеру. Після чого воно передається на персональний комп'ютер, де проходить ідентифікацію із застосуванням технологій нейронних мереж.

Пакет прикладних програм Matlab містить інструменти для створення та навчання одношарових та багатошарових нейронних мереж. Нейронні мережі – потужний метод моделювання, що дозволяє відтворювати надзвичайно складні залежності. Протягом багатьох років лінійне моделювання було основним методом в більшості областей, оскільки для нього добре розроблені процедури оптимізації. У завданнях, де лінійна апроксимація незадовільна (а таких досить багато), лінійні моделі працюють погано. Крім того, нейронні мережі справляються з "прокляттям розмірності", яке не дозволяє моделювати лінійні залежності в разі великого числа змінних [4].

Стадії обробки зображення:

- читання зображення;
- конвертація з rgbформату у формат grey (256 градацій сірого);
- конвертація з grey формату у boolean формат (2 відтінки білий або чорний);
- знаходження замкнутих областей та їх нумерація;
- вирізання з початкового зображення областей, де знаходяться марки;
- навчання нейронної мережі.



**Рис. 2. Початкове зображення (а) та результат розпізнавання марок нейронною мережею (б)**

Було побудовано нейронну мережу з такою архітектурою.

- кількість входних нейронів - 169 ( $13 \times 13$ );
- кількість нейронів у вихідному шарі - 4;
- процедура навчання – метод спряжених градієнтів з рестартами.

На рисунку 2 відображені результат ідентифікації чотирьох класів зображень нейронною мережею: клас 1 – Z(зірка), клас 2 – C(коло), клас 3 – K(квадрат), клас 4 – T(трикутник).

### Висновки

За результатами виконаної роботи встановлено, що використання нейронних мереж може вирішити або спростити проблему ідентифікації координат світлових плямок на зіниці та на сітківці. Надання світловим плямкам певної конфігурації спрощує ідентифікацію їх у віддзеркаленому від сітківки світловому пучку.

### Література

6. Аберометрія оптичної системи ока людини: моногр. / І.Г. Чиж, Г.С. Тимчик, Т.О. Шиша та ін. К.: НТУУ «КПІ», 2013. – 292 с.
7. Око людини та офтальмологічні прилади: навч. посіб. / В.М. Сокуренко, Г.С. Тимчик, І.Г. Чиж. – К.: НТУУ «КПІ», 2009. – 264с.
8. Церніке Фриц [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Церніке,\\_Фриц](https://ru.wikipedia.org/wiki/Церніке,_Фриц)
9. Нейронные сети [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: <http://www.statsoft.ru/home/textbook/modules/stneunet.html>

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Яганов П.О.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

## WI-FI SOC ESP8266 ТА РЕАЛІЗАЦІЯ НА ЙОГО ОСНОВІ ПОРТАТИВНОГО ПРИСТРОЮ РЕЄСТРАЦІЇ БЕЗКОНТАКТНИХ ПЕРЕПУСТОК

Є. І. Поправка

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, email: [rulo90@mail.ru](mailto:rulo90@mail.ru)

**В даній статті розглянуто апаратні можливості SoC ESP8266, її стандарти зв'язку, сфери застосування та приклад використання у складі портативного пристрою реєстрації безконтактних перепусток.**

**In this article was considered the hardware capabilities of SoC ESP8266, its standards of communication, application area and example of use in portable registration device for contactless passes.**

**Ключові слова:** *Wi-Fi, SoC, RFID, IoT, безконтактні перепустки, безконтактні картки, Espressif, ESP8266.*

**Keywords:** *Wi-Fi, SoC, RFID, IoT, contactless passes, contactless cards, Espressif, ESP8266.*

### Вступ

Наразі в світі широкого використання набули технології комунікації NFC та RFID, а найпопулярнішою сферою їх застосування стали системи контролю доступу та реєстрації [1]. Беручи до уваги основний недолік більшості таких систем – стаціонарність виконання, кожна ситуація застосування потребує індивідуальних рішень.

З популяризацією «хмарних» технологій та «інтернету речей» (IoT) високоінтегровані системи отримали новий поштовх у своєму розвитку, я яскравим представником такої системи є Wi-Fi SoC ESP8266 компанії Espressif. Використання даного SoC в системах контролю доступу та реєстрації дає змогу зробити її у вигляді портативного рішення. При цьому її перевагою перед стаціонарними системами є можливість реалізації безпровідного обміну даними через Інтернет та Wi-Fi мережі [2].

Вказане вище визначає актуальність даної статті і диктує необхідність проведення аналізу апаратних можливостей SoC ESP8266 та реалізації на її основі портативного пристрою для зчитування RFID карток та синхронізації з базою даних.

### Апаратні можливості SoC ESP8266

SoC містить у своєму складі 32-розрядний Tensilica L106 мікроконтролер (МК) з 802.11 b/g/n приймач-передавачем із вбудованим TCP/IP стеком. Підтримується WPA/WPA2 та WPS шифрування. Для зв'язку з периферією наявні 10-розрядний АЦП, SPI, UART, I2C, I2S інтерфейси та до 16-и GPIO з підтримкою PWM (рис. 1). Для зв'язку з Flash пам'яттю програм міститься SDIO контролер [3, 9, 10].

Окрім зазначених вище можливостей в системі також приділена увага зниженню енергоспоживання, режимам «сну», сумісності з різними Wi-Fi пристроями. Слід зазначити також документованість SoC, наявність додаткової літератури про застосування і схемотехнічних рішень, SDK для розробки програмного забезпечення та зразки коду.

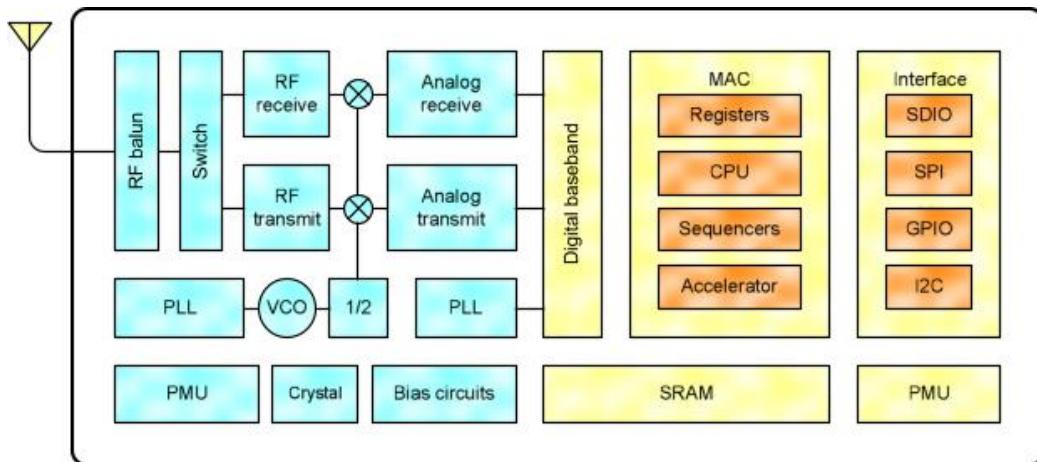


Рис. 1. Структурна схема SoC ESP8266 [3]

Після популяризації та широкого розповсюдження даної SoC з'явилася підтримка програмування ESP8266 у середовищі Arduino IDE, що тільки додає варіативності у використанні.

Попри наявність такого функціоналу ціна на SoC та готові плати-модулі не перевищує декілька доларів. Це зумовлено її високою інтегрованістю (аналогова частина приймача-передавача також інтегрована на кристал) і для реалізації найпростішого пристрою на основі ESP8266 потрібно лише SDIO Flash пам'ять, 6 резисторів, 2 катушки індуктивності та кварцовий резонатор. Це зменшує вартість друкованої плати, компонентів та монтажу [4].

#### Застосування у складі портативного пристроя реєстрації перепусток

Беручи до уваги необхідність контролювати викладачами відвідування студентами зайнять та наявність RFID карток у студентів (студентський квиток, проїзni метро, перепустки до гуртожитків тощо), одним із яскравих прикладів застосування ESP8266 є портативна система реєстрації перепусток студентів.

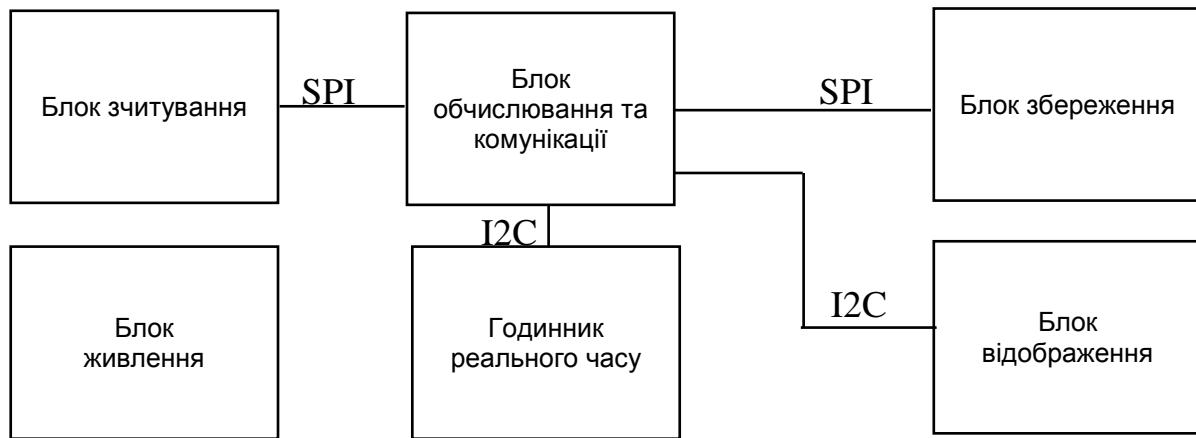
В даному рішенні процедури зчитування карток, збереження інформації та синхронізації з базою даних (або системою «Кампус») доцільно виконувати саме з використанням Wi-Fi SoC, що дозволило розробити компактний пристрій, який має мережеві можливості для зв'язку з базою даних, спрощення процедури реєстрації наявності студента та автоматизації цього процесу.

Розроблений пристрій у своєму складі має модуль ESP-07 (що містить Wi-Fi SoC ESP8266) в якості виконавчого блоку, OLED SSD1306 дисплей для відображення інформації, SD/uSD слот для картки пам'яті, RC522 зчитувач RFID карток, зарядку Li-ion акумулятора MCP73831/2 та DS1307 – годинник реального часу. [5-8]

Структурна схема розробленого пристроя наведена на рис.2.

Блок обчислення виконує такі функції: вимірювання напруги акумулятора, зчитування ідентифікаторів карток з RFID зчитувача по SPI інтерфейсу, запис інформації про картку та час

на карту пам'яті, відображення інформації про картку та службової інформації на OLED екрані по I2C інтерфейсу, зчитування часу з годинника реального часу DS1307 по I2C.



**Рис. 2. Структурна схема пристрою**

При увімкненні режиму синхронізації по Wi-Fi пристрій приєднується до відомої мережі і завантажує на сервер інформацію про картки, а у режимі перегляду має змогу створити Wi-Fi мережу, до якої можна приєднатися і продивлятися звіти про картки.

#### Сфери застосування SoCEPS8266

Реалізація технології Wi-Fi у SoCEPS8266 відкриває широкі можливості по її застосуванню у найрізноманітніших сферах діяльності людини. Беручи до уваги розповсюдженість Wi-Fi мереж та пристрійв (телефони, ПК, планшети тощо) це не накладатиме обмежень по використанню даної SoC. До можливих сфер застосування можна віднести наступні: системи «розумний дім», автоматичного та безпровідного керування, ідентифікації та контролю доступу, Wi-Fi системи позиціонування, «інтернет речей» (IoT) [4].

#### Висновки

Проведений аналіз апаратурних можливостей SoC ESP8266 показав наявність в ній великої кількості вбудованих інтерфейсів, потужного 32-роздрядного МК з Wi-Fi, що при незначному рівні споживання дозволяє створювати на її основі складні пристрої з мережевими можливостями при невеликих грошових витратах. В залежності від вимог користувача дана SoC може функціонувати в багатьох режимах, має підтримку декількох стандартів зв'язку для сумісності та режими енергозбереження для використання у портативних рішеннях.

В якості прикладу розглянуто застосування Wi-Fi SoC ESP8266 для реалізації портативного пристрію для реєстрації безконтактних перепусток, розроблено його структурну схему, яка містить виконаний на базі Wi-FiSoC ESP8266 модуль ESP-07 в якості виконавчого блоку, OLED SSD1306 дисплей для відображення інформації, SD/uSD слот для картки пам'яті, RC522 зчитувач RFID карток, зарядку Li-ion акумулятора MCP73831/2 та DS1307 – годинник реального часу, а також детально розглянуто функціонування пристрою.

Визначено можливі сфери використання Wi-Fi SoC ESP8266, зокрема, системи «розумний дім», автоматичного та безпровідного керування, ідентифікації та контролю доступу, Wi-Fi системи позиціонування, «інтернет речей» (IoT).

Подальшим кроком є розробка повноцінного програмного забезпечення та схемотехнічних рішень пристрою, налаштування його взаємодії з базами даних, розробка друкованої плати та виготовлення його дослідних зразків.

### Література

1. Near Field Communication (NFC), режим доступу:  
[https://ru.wikipedia.org/wiki/Near\\_Field\\_Communication](https://ru.wikipedia.org/wiki/Near_Field_Communication)
2. Internet of Things (IoT), режим доступу: [https://en.wikipedia.org/wiki/Internet\\_of\\_Things](https://en.wikipedia.org/wiki/Internet_of_Things)
3. ESP8266 Hardware Guide - ESP8266 System Description v1.4, режим доступу:  
<http://espressif.com/file/398/download?token=b6w-GxBU>
4. ESPRESSIF SMART CONNECTIVITY PLATFORM: ESP8266, режим доступу:  
[http://wiki.iteadstudio.com/images/e/e0/ESP8266\\_Specifications\\_English.pdf](http://wiki.iteadstudio.com/images/e/e0/ESP8266_Specifications_English.pdf)
5. SSD1306 Advanced Information, режим доступу:  
<https://www.adafruit.com/datasheets/SSD1306.pdf>
6. MFRC522 Standard 3V MIFARE reader solution, режим доступу:  
[http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/MFRC522.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/MFRC522.pdf)
7. DS1307 64x8 Serial Real-Time Clock, режим доступу:  
<https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/DS1307.pdf>
8. MCP73831/2 Miniature Single-Cell, Fully Integrated Li-Ion,Li-Polymer Charge Management Controllers, режим доступу:  
<https://www.sparkfun.com/datasheets/Prototyping/Batteries/MCP73831T.pdf>
9. TN0897 Technical note ST SPI protocol, режим доступу: [http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/technical\\_note/DM00054618.pdf](http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/technical_note/DM00054618.pdf)
10. UM10204I2C-bus specification and user manual, режим доступу:  
[http://www.nxp.com/documents/user\\_manual/UM10204.pdf](http://www.nxp.com/documents/user_manual/UM10204.pdf)

**Рекомендовано до публікації:** д.т.н., професор Лисенко О. М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 621.3.082.52

## АВТОМАТИЧНИЙ ЦИФРОВИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ КОЕФІЦІЄНТА ЗАБРУДНЕННЯ РІДИНИ

I.O. Адаменко

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: ira\_adamenko@ukr.net

В роботі розглядається створення нового високоефективного пристрою для перевірки чистоти рідини. Пристрій засновано на ефекті Тіндаля і модуляції інтенсивності світлового потоку. Процес вимірювання є простим, швидким і може виконуватись оператором з низькою кваліфікацією. Пристрій побудовано на сучасній елементній базі. Розроблена модель пристрою підтвердила перспективи його використання.

The project describes another way to create the new high-performance device for checking the purity of the liquid. The device is based on Tyndall effect and modulation of light flux intensity. The measurement process is simple, fast and can be performed by the low-skilled operator. The developed device model has confirmed to prospect of its use.

**Ключові слова:** прилад для перевірки чистоти рідини, ефект Тіндаля.

**Key words:** appliance to check the purity of the liquid, Tyndall effect.

### Вступ

Проблема забезпечення населення України водою належної якості є дуже актуальню. Практично усі поверхневі джерела водопостачання інтенсивно забруднюються. Для контролю чистоти рідини існує велика кількість апаратури. Проте, ситуація з малогабаритною, достатньо об'єктивною й інформативною, відносно дешевою апаратурою для аналізу та контролю якості води в даний час не може вважатися задовільною.

Метою роботи є розроблення малогабаритного цифрового пристаду, який дозволить вимірювати коефіцієнт забруднення рідини.

Для оптимального вирішення завдання було розглянуто існуючі базові методи, покладені в основу таких приладів [1]. Аналітичні комплекси, що існують у світовій практиці, відрізняються великою універсальністю й інформативністю. Вартість подібних комплексів - від сотень тисяч до мільйонів доларів. Однак, кількість малогабаритних, автономних, відносно дешевих пристадів невелика. В цілому - це пристади кондуктометричного типу (кондуктометрія - метод, в якому оцінюється електропроводність досліджуваної рідини).

Кондуктометричні методи експлуатаційно характеризуються певною неоднозначністю. Вимірювання електропровідності визначається наночастинками металу, концентрацією іонів, полярними хімічними сполуками, або всім разом. Найчастіше ми маємо суміш усіх речовин, а це дає велику похибку вимірюванню. Крім того, якщо у воді мають місце домішки,

електропровідність яких мізерно мала, наприклад, полістирольні наночастинки різної концентрації, то тут кондуктометрія бессила взагалі.

Принцип контролю, який базується на релеєвському світлорозсіюванні (ефект Тіндаля), а саме вимірювання такого технічного параметру як „мутність”, є досить інформативним. Мутність питної води залежить від концентрації у воді дисперсних домішок. Але, існуючі на даний час прилади мають велику кількість вагомих недоліків: дуже чутливі до стороннього випадкового засвітлення; використовують фотоелектронні примножувачі (пристрої дуже крихкі, капризні й нестабільні у часі); дають малу точність та мають великі габарити.

В даному приладі використовується ефект Тіндаля та імпульсна модуляція інтенсивності світлового потоку, яка здійснюється тільки електронним, а не механічним способом, що значно підвищує чуттєвість приладу. Таке рішення, де застосувалася імпульсна модуляція, описане в літературі [2, 3, 4]. Пристрій побудовано на мікроконтролері, який забезпечує виконання цифрової обробки, для підвищення точності вимірювання, збільшення функціональних можливостей та зменшення габаритів.

Мутність рідини визначають за допомогою коефіцієнту забруднення рідини. Коефіцієнт забруднення рідини дорівнює відношенню отриманого фотоприймачем значення світлового потоку ( $\Phi_2$ ) до еталонного значення, який дорівнює максимальному значенню світлового потоку ( $\Phi_1$ ) та помножений на 100% (1).

$$k_{\text{зр}} = \left( \frac{\Phi_2}{\Phi_1} \right) \cdot 100\% \quad (1)$$

Вимірюється від 0% до 100%. Рідина є максимально мутною, коли  $k_{\text{зр}} = 100\%$ .

### Ефект Тіндаля

Теоретичні основи тіндаліметрії, на яких базуються всі різновиди приладів цього типу, детально викладені в науково-технічній літературі [5]. У [2] розглядаються цікаві технічні рішення тіндаліметрів на світлодіодах з імпульсною модуляцією інтенсивності світлового потоку.

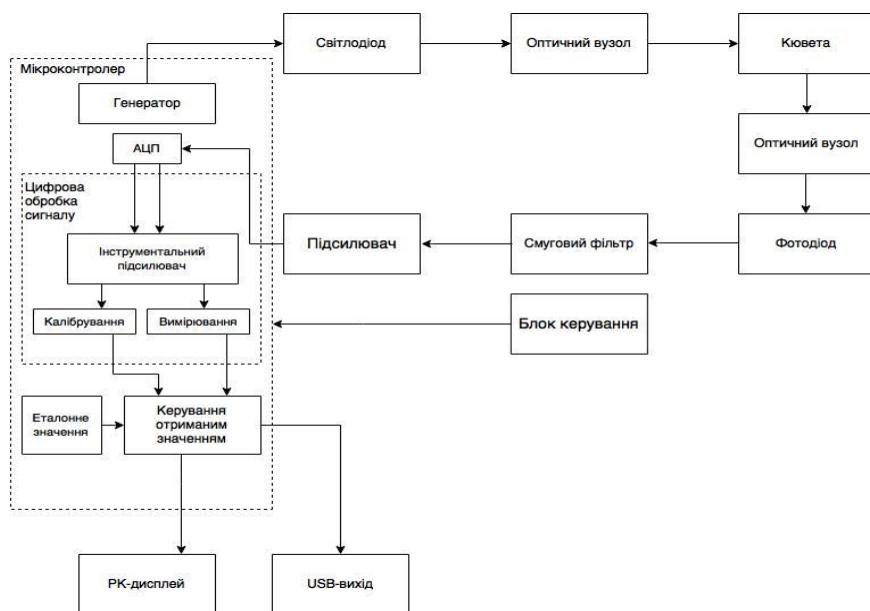
Ефект Тіндаля — світіння оптично неоднорідного середовища внаслідок розсіяння світла, яке через нього проходить. Може спостерігатись у вигляді світлого конуса на темному фоні при розгляданні дисперсної системи під певним кутом (зазвичай  $90^\circ$ ) до напрямку проходження через неї сфокусованого пучка світла [1].

### Реалізація пристрою

Структурна схема пристрою представлена на рис.1. Блок генератора мікроконтролера генерує коливання з заданою частотою (32768 Гц), які надходять на світлодіод. Світлові коливання подаються на оптично-лінзову систему, яка формує паралельний промінь з плямою відповідного діаметру. Промінь спрямований на бокову поверхню скляної кювети, яка містить досліджувану рідину. У випадку, коли рідина містить домішки, то, згідно ефекту Тіндаля, світло розсіюється у всіх напрямках. Під прямим кутом до світлодіоду розташовано фотоприймальну електронно-оптичну систему. Електронно-оптична система побудована на основі короткофокусної лінзи, що концентрує потік розсіяного світла на поверхні фотоприймача (фотодіода). Таким чином, промінь безпосередньо не потрапляє на фоточутливу поверхню

приймача. На цю поверхню потрапляє тільки та мала кількість світла, що розсіюється домішками.

Сигнал з фотодіода підсилюється операційним підсилювачем та передається на фільтр, який виділяє задану частоту (32768Гц). Фільтр складається з двох послідовно увімкнутих смугових фільтрів, які прибирають стронне засвітлення. Таким чином, пристрій сприймає саме те світло, яке йде зі світлодіоду. Отриманий сигнал підсилюється та потрапляє на вход мікроконтролера до вбудованого аналого-цифрового перетворювача (АЦП). АЦП формує бінарний сигнал (сигнал з двома станами – фази генератора “0” та “1”) на вход блоку цифрової обробки.



**Рис. 1. Структурна схема пристрою**

Однією з переваг пристрою, яка підвищує точність, є забезпечення цифрової обробки та фільтрації результатів вимірювання. Програмна функція інструментального підсилювача виконує накопичування результатів у двох змінних. Змінні містять середнє значення вимірювань за період вимірювання не менше 400 разів (це підвищує точність у 20 разів). Перша змінна відповідає вимірюванням у момент освітлення світлодіодом, а друга – фоновому світлу. Пристрій працює у двох режимах: обчислення системної похиби та вимірювання з урахуванням обчисленої раніше похиби. Під час калібрування запам'ятовується різниця двох змінних (у абсолютно чистому зразку) у вигляді константи, яка зводить до нуля основну похибку вимірювання. При вимірюванні досліджуваної рідини інформаційний сигнал формується з урахуванням поправочної константи. У блокі керування отриманим значенням виконується порівняння результату вимірювання зі значенням рівня світла, що поступає зі світлодіоду. Вихідний результат видається на USB-вихід та на РК-дисплей для зчитування оператором.

Застосування описаного технічного рішення, а саме цифрової обробки та фільтрації результатів вимірювань, дає змогу значно підвищити чуттєвість та точність приладу. Використання мікроконтролера та сучасної елементної бази дозволяє значно підвищити функціональні можливості приладу та зменшити габарити.

За відсутності великої аналітичної лабораторії зі стаціонарним дорогим обладнанням, аналіз концентрації домішок у рідині може виконуватися за допомогою запропонованого пристроя у польових умовах та побуті.

### **Висновки**

Прилад розроблено на основі використання ефекту Тіндаля та імпульсної модуляції інтенсивності світлового потоку. Він побудований на мікроконтролері та сучасній елементній базі. Запропоноване технічне рішення забезпечує наступні переваги:

- підвищення точності та чутливості;
- процес вимірювання простий, швидкий;
- вимірювання можна проводити оператором з низькою кваліфікацією;
- виконання вимірювання чистоти рідини у будь-яких дисперсних середовищах;
- звільнення від необхідності дотримуватися суворої світлоізоляції;
- збільшення функціональних можливостей пристрою;
- максимальне зменшення габаритів.

Розглянутий метод можна використовувати:

- для вимірювання концентрації дисперсних домішок у рідині;
- для вимірювання концентрації гумусових речовин у рідині;
- для вивчення концентрації наночастинок металів різноманітних суспензій;
- для вивчення процесу седиментації;
- в побуті.

Ефект Тіндаля та засновані на цьому принципі контрольно-аналітичні пристроя надають змогу визначати концентрацію дисперсних домішок як у воді, так і у інших прозорих рідинах. Дисперсні домішки при цьому знаходяться в діапазоні наночастинок (від 5 нм до 250 нм).

### **Література**

1. Губар В.Г, Адаменко І.О. Пристрій для вимірювання концентрації домішок у рідині. Аналіз існуючих методів. Зб. «Інформатика, управління та штучний інтелект. Матеріали другої науково-технічної конференції студентів, магістрів та аспірантів». Харків: НТУ «ХПІ», 2015, 124с..
2. Кульский А. Л. Автоматизация и регулирование электрохимических установок для обработки воды. Сб. «Интенсификация процессов обеззараживания воды». Киев, Наукова думка, 1978, с 45 – 51
3. Аналитические приборы и приборы для научных исследований. М.: Информприбор, 1984 - Вып. 4.
4. Карякин А.В., Грибовская И.Ф. Методы оптической спектроскопии и люминесценции в анализе природных и сточных вод. М.: Химия. 1987. 304с.
5. Рам А. Г. Рассеяние света малыми частицами. Оптика и спектроскопия. 1977 г.№3, 530.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Яганов П.О.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 621.391.7

## БЕЗПЕКА IP-ТЕЛЕФОНІЇ

У. В. Швець

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: ulyankashvets@gmail.com

**В статті розглянуто типи загроз та методи криптографічного захисту інформації. Зроблено висновки щодо використання деяких методів в IP-телефонії.**

**The paper considers types of threats and methods of cryptographic protection. Conclusions are done regarding the use of certain methods in IP-telephony.**

**Ключові слова:** безпека, загрози, IP-телефонія, криптографія.

**Keywords:** security, threats, IP-telephony, cryptography.

### Вступ

Питання захисту комп'ютерних систем та комунікаційних мереж від несанкціонованого доступу набули особливої гостроти. Розвиток комп'ютерних технологій дозволяє будувати мережі розподіленої архітектури, що об'єднують велику кількість сегментів, розташованих на значній відстані один від одного. Все це викликає збільшення числа вузлів мереж і кількості різних ліній зв'язку між ними, що, в свою чергу, підвищує ризик несанкціонованого підключення до мережі і доступу до важливої інформації.

Особливо несприятливою така перспектива може виявитися для державних або військових структур, що володіють секретною інформацією державного або будь-якого іншого характеру.

Існує кілька основних типів загроз, які становлять найбільшу небезпеку в мережах IP-телефонії [1]. Так як трафік IP-телефонії складається в основному з мультимедійного трафіку із комутацією пакетів, тому важливим є питання затримок передачі як окремих пакетів, так і взагалі даних. І це потрібно враховувати при виборі методів захисту інформації.

### Типи загроз в мережах IP-телефонії

**Підміна даних про користувача** означає, що один користувач мережі видає себе за іншого. При цьому виникає ймовірність несанкціонованого доступу до важливих функцій системи. Використання механізмів аутентифікації і авторизації в мережі підвищує впевненість в тому, що користувач, з яким встановлюється зв'язок, не є підставною особою і що йому можна надати доступ.

**Підслуховування.** Під час передачі даних про користувачів (користувальницьких ідентифікаторів і паролів) або приватних конфіденційних даних по незахищених каналах ці дані можна «підслухати» і згодом зловживати ними. Методи шифрування даних знижують ймовірність цієї загрози.

**Маніпулювання даними.** Дані, які передаються по каналах зв'язку, можна змінити. У багатьох методах шифрування використовується технологія захисту цілісності даних, що запобігає несанкціонованим змінам.

**Відмова від обслуговування** (*Denial of Service – DoS*) є різновидом хакерської атаки, в результаті якої системи стають недоступними. Це досягається шляхом переповнення системи непотрібним трафіком. Система зв'язку повинна мати ресурси для розпізнавання подібних атак і обмеження їх впливу на мережу.

Базовими елементами в області безпеки є аутентифікація, цілісність і активна перевірка. Аутентифікація є засобом підтвердження особи відправника або одержувача інформації. Цілісність означає, що дані не були змінені, а конфіденційність створює ситуацію, при якій дані не може зрозуміти ніхто, крім їх відправника і одержувача. Активна перевірка означає перевірку правильності реалізації елементів технології безпеки і допомагає виявляти несанкціоноване проникнення в мережу і атаки типу DoS.

### **Методи криптографічного захисту інформації**

Криптографією називається наука складання і розшифрування закодованих повідомлень. Крім того, криптографія є важливою будівельною цеглинкою для механізмів аутентифікації, цілісності і конфіденційності. Зазвичай криптографічні механізми існують у вигляді алгоритму (математичної функції) і секретної величини (ключа). Алгоритми широко відомі [2]. В секреті необхідно тримати тільки ключі. Ключ можна порівняти з номерним кодом для кодового замку. Хоча загальна концепція кодового замку добре відома, ви не зможете відкрити такий замок, якщо не знаєте, який код слід набрати. І чим більше розрядів у цього коду, тим довше потрібно попрацювати, щоб підібрати його методом простого перебору. Те ж саме можна сказати і про криптографічні ключі: чим більше бітів в такому ключі, тим менше він вразливий.

Аутентифікація, цілісність даних і конфіденційність даних підтримуються трьома типами криптографічних функцій: симетричним шифруванням, асиметричним шифруванням і хеш-функціями. Всі існуючі технології аутентифікації, цілісності і конфіденційності створені на основі саме цих трьох методів. Наприклад, цифрові підписи можна представити у вигляді поєднання асиметричного шифрування з алгоритмом односторонньої хеш-функції для підтримки аутентифікації і цілісності даних.

**Симетричне шифрування**, яке часто називають шифруванням за допомогою секретних ключів, в основному використовується для забезпечення конфіденційності даних. При цьому два користувача повинні спільно обрати єдиний математичний алгоритм, який буде використовуватися для шифрування і розшифрування даних. Крім того, їм потрібно вибрати загальний ключ (секретний ключ), який буде використовуватися з прийнятим ними алгоритмом шифрування/розшифрування.

Використовуються алгоритми секретних ключів типу Data Encryption Standard (DES), 3DES (або «потрійний DES») і International Data Encryption Algorithm (IDEA). Шифрування за допомогою секретного ключа найчастіше використовується для підтримки конфіденційності даних і дуже ефективно реалізується за допомогою незмінних «вшитих» програм (firmware). Цей

метод можна використовувати для аутентифікації і підтримки цілісності даних, але метод цифрового підпису є більш ефективним.

Метод секретних ключів має такі недоліки: необхідно часто змінювати секретні ключі, оскільки завжди існує ризик їх випадкового розкриття, важко забезпечити безпечне генерування та поширення секретних ключів.

**Асиметричне шифрування** часто називають шифруванням за допомогою загального ключа, при якому використовуються різні, але взаємодоповнюючі одне одного ключі і алгоритми шифрування і розшифрування. Цей механізм покладається на два взаємопов'язаних ключа: загальний ключ і приватний ключ. Найбільш типові приклади використання алгоритмів загальних ключів: забезпечення конфіденційності даних, аутентифікація відправника, безпечне отримання загальних ключів для спільного використання.

Важливим аспектом асиметричного шифрування є те, що приватний ключ повинен зберігатися в таємниці.

Механізми генерування пар загальних/приватних ключів є досить складними, але в результаті виходять пари дуже великих випадкових чисел, одне з яких стає загальним ключем, а інше – приватним. Генерування таких чисел вимагає великих процесорних потужностей, оскільки ці числа, а також їхні добутки, повинні відповідати суворим математичним критеріям. Однак цей процес генерування абсолютно необхідний для забезпечення унікальності кожної пари загальних/приватних ключів. Алгоритми шифрування за допомогою загальних ключів рідко використовуються для підтримки конфіденційності даних через обмеження продуктивності. Замість цього їх часто використовують в додатках, де аутентифікація проводиться за допомогою цифрового підпису та керування ключами.

Серед найбільш відомих алгоритмів загальних ключів можна назвати RSA і El Gamal.

**Безпечною хеш-функцією** називається функція, яку легко розрахувати, але зворотне відновлення якої вимагає непропорційно великих зусиль. Вхідне повідомлення пропускається через математичну функцію (хеш-функцію), і в результаті на виході отримують деяку послідовність бітів. Ця послідовність називається «хеш» (або «результат обробки повідомлення»). Цей процес неможливо відновити.

Хеш-функція приймає повідомлення будь-якої довжини і видає на виході хеш фіксованої довжини. Звичайні хеш-функції включають: алгоритм Message Digest 4 (MD4), алгоритм Message Digest 5 (MD5), алгоритм безпекного хеша (Secure Hash Algorithm – SHA).

Технологія шифрування часто використовується в додатках, пов'язаних з управлінням ключами й аутентифікації. Наприклад, алгоритм Діффі-Хеллмана дозволяє двом сторонам створити загальний для них секретний ключ, відомий тільки їм двом, незважаючи на те, що зв'язок між ними здійснюється по незахищенному каналу. Потім цей секретний ключ використовується для шифрування даних за допомогою алгоритму секретного ключа. Важливо відзначити, що не створено ресурсів для визначення автора такого ключа, тому обмін повідомленнями, зашифрованими цим способом, може піддаватися атакам хакерів. Алгоритм Діффі-Хеллмана використовується для підтримки конфіденційності даних, але не використовується для аутентифікації. Аутентифікація в даному випадку досягається за допомогою цифрового підпису.

**Цифровий підпис** – це зашифрований хеш, який додається до документа. Він може використовуватися для аутентифікації відправника та цілісності документа. Цифрові підписи можна створювати за допомогою поєднання хеш-функцій і криптографії загальних ключів.

Повідомлення, яке відправляється по каналу зв'язку, складається з документа і цифрового підпису. На іншому кінці каналу зв'язку повідомлення ділиться на оригінальний документ і цифровий підпис. Так як цифровий підпис було зашифровано приватним ключем, то на приймальному кінці можна провести його розшифрування за допомогою загального ключа. Таким чином, на приймальному кінці виходить розшифрований хеш. Далі подається текст документа на вхід тієї ж функції, яку використовувала сторона, що передає. Якщо на виході вийде той же хеш, який був отриманий в повідомленні, цілісність документа і особу відправника можна вважати встановленими.

### Висновки

Для забезпечення безпеки в IP-телефонії потрібно використовувати додаткові засоби. Такі засоби можуть бути реалізовані апаратно чи програмно. Також потрібно зважати на умови та критерії застосування, такі як важливість інформації, допустима затримка при обробці та передачі даних.

Зважаючи на вимоги та обмеження, які з'являються при використанні IP-телефонії, застосовувати VPN з'єднання стає неефективним (зменшення продуктивності, вплив на інший трафік, виникнення часових затримок)[3]. Так як симетричні криптографічні системи мають вищу швидкодію, ніж асиметричні, тому краще використовувати їх, при умові конфіденційності ключа. Також для аутентифікації відправника та цілісності документа можна використовувати цифровий підпис, що буде зашифрованим хеш-функцією, такою як SHA2, SHA3 або Whirlpool [4], що є криптостійкими та мають достатню швидкодію.

### Література

1. Учебник по IP-телефонии [Електронний ресурс] – Режим доступу: <http://planet.com.ru/en/din/upload/uchebnikip/Учебник%20IP1.pdf>
2. Решения компании Cisco Systems по обеспечению безопасности корпоративных сетей (издание II) // Сост.: М. Кадер. 2003.
3. Сучасний стан захисту інформації в IP-телефонії / В.В. Литвинов, В.В. Казимир, Є.В. Риндич // Мат. машини і системи. — 2009. — № 2.
4. Халимов, Г. Стойкий к коллизиям алгоритм Whirlpool / Геннадий Халимов, Евгений Котух // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні : науково-технічний збірник. – 2005. – Вип. 10.

**Автор:** Швець У. В.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Бондаренко В. М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 004.934.1'1

**ПРОСТА МОДЕЛЬ СИСТЕМИ РОЗПІЗНАВАННЯ МОВИ МЕТОДАМИ НЕЙРОМЕРЖ ТА  
ПРИХОВАНИХ МАРКОВСЬКИХ МЕРЕЖ**

В. В. Ігнатенко

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: ignatenko.9999@list.ru

**У даній статті розглянуто принципи розпізнавання мови та описано розроблену модель диктрозалежної системи розпізнавання мови з малим словником. Для пошуку мовного сигналу вибрані параметри такі як миттєвий рівень потужності і кількість інтенсивності нулів. Пропонується процедура, яка складається з двох послідовних етапів. На етапі аналізу кадрів застосовується нейромережа, а для розпізнавання слова – приховані марковські моделі (ПММ).**

**This article is considered principles of speech recognition and describes the model of system of speech recognition with small vocabulary. For search of the speech signal, the selected parameters such as instantaneous power level of intensity and the number of zeros. At the analysis stage frames used neural network, and to recognize the word - hidden Markov model (HMM).**

**Ключові слова:** розпізнавання мови, нейромережа, прихована марківська модель, миттєвий рівень потужності, переходи через нуль, мел-кепстральні коефіцієнти.

**Key words:** speech recognition, neural network, hidden Markov model, moment power level, transitions through zero, Mel-cepstral coefficients

### Вступ

На сьогодні апарат прихованих марковських моделей (ПММ) та методи нейромереж отримали досить високу ступінь поширення для розпізнавання мови і для її синтезу, майже повністю витіснивши інші підходи в названих напрямках. В основі застосування ПММ лежать рекурсивні процедури, що мають обчислювальну складність  $T * N^2$  щодо кількості станів моделі  $N$  і довжини послідовності довжиною  $T$ , що спостерігається. Звичайно, такий підхід вимагає підвищеної швидкодії від обчислювальної машини, так як задача, як правило, повинна розв'язуватися в реальному часі. Одним з шляхів оптимізації подібних систем є використання нейромереж. Нейромережеві методи дозволяють підвищити швидкість розпізнавання. Застосування багатошарових нейронних мереж дозволяє вирішити проблему збільшення кількості синаптичних зв'язків між нейронами, витрат пам'яті, часу на навчання і функціонування мережі при розширенні словника [1]. Завдяки цьому система розпізнавання мови може працювати в реальному масштабі часу.

### Застосування ПММ

ПММ визначається як трійка  $\lambda = (A, B, \pi)$ . Матриця  $A$  складається з елементів  $a_{ij}$  – ймовірностей переходу з станів  $i$  в стан  $j$ . Матриця  $B$  містить елементи  $b_i(o_k)$  – ймовірність

спостереження в стані і вектора ознак  $o_k$ . Нарешті,  $\pi$  складається з компонент  $\pi_i$  - ймовірностей знаходження в  $i$ -му стані в початковий момент часу.

За допомогою ПММ складають статистичні моделі фонем, слів і цілих фраз. Вибір конкретного мовного об'єкта залежить від завдань, які повинна вирішувати розроблювана система розпізнавання мови. На сьогодні можна виділити наступні підходи до складання ПММ (вони можуть бути як взаємовиключними, так і взаємодоповнюючими) [2]:

1. На ПММ складають моделі фонем - звукових букв мови, які можна об'єднувати в слова.

2. Фонеми моделюються за допомогою трьох станів - початкового, середнього і кінцевого. Це пов'язано з тим, що мовний тракт не може змінювати свої характеристики миттєво, і при переході від фонеми до фонеми відбувається їхні «перемикання» через проміжні стани. Але такий підхід вимагає значно вищого рівня швидкодії обробника.

3. Відомо, що фонеми звучать по-різному в оточенні різних фонем. Цей ефект називається коартикуляцією. Це явище може або враховуватися (монофони) або ігноруватися (трифони).

4. Складають окремі ПММ для кожного слова зі словника і при розпізнаванні вибирають «найбільш підходящу». Такий підхід підходить для розпізнавання окремо розташованих слів із малого словника.

5. Складають одну ПММ, склеюючи ПММ для слів через проміжні стани (наприклад, тишу), згідно граматики мови. Це необхідно для розпізнавання злитого мовлення.

### Структура моделі розпізнавання мови

Модель розпізнавання мови, що пропонується, складається з наступних етапів.

1. Пошук у звуковому сигналі слів. Для виділення слова з безперервного звукового сигналу власне сигнал ділиться на кадри, що не накладаються, тривалістю 10 мс., і виконується порівняння миттєвої енергії  $E$  та числа нулів інтенсивності  $Z$  кожного кадру з пороговими значеннями. Останні визначаються за формулами [3]:

$$T_E = M(E, N) + \sqrt[3]{D(E, N)} + \frac{\max(E)}{400} \quad (1)$$

$$T_Z = M(Z, N) + \sqrt[3]{D(Z, N)} + \frac{\max(Z)}{20} \quad (2)$$

де  $M$  – середнє значення та  $D$  – дисперсія для перших  $N = 10$  кадрів в сигналі. Ті кадри, що перевищують пороги, є частиною слова.

2. Розбиття слова на кадри тривалістю 20 мс. з накладанням 50%

3. З кожного кадру виділяємо ознаки для подальшого розпізнавання. В якості характеризуючих ознак, що описують мову, застосовуємо мел-кепстральні коефіцієнти [4]. Цей критерій краще описує властивості слуху людини.

Для визначення коефіцієнтів будується банк смугових фільтрів з трикутними АЧХ, що рівномірно розподілені по мел-шкалі [4]. Вікна фільтрів перекриваються. Кількість фільтрів обрано 20. Отже, кількість коефіцієнтів отримаємо також 20. За допомогою смугового фільтра

відкидається інформація про частотні складові, які не перебувають в діапазоні [300, 4000] Гц – в цьому діапазоні розподіляємо трикутні вікна.

4. Розпізнавання кадру. Для розпізнавання кадру використовується нейромережа з двома прихованими шарами по 8 нейронів. Функція активації перших двох шарів – logsig, останнього – purelin, метод навчання – trainlm, (в термінології Neural Network Toolbox - MATLAB). У вихідному шарі нейроної мережі 9 нейронів, кожен з яких відповідає своєму звукові.

Мета даного етапу присвоїти кадру найбільш відповідний звук. Для зменшення складності обчислень розглядаються 9 звуків – 6 голосних (а, о, у, и, і, е), та 3 шиплячих (с, ш, з). Результатом розпізнавання всіх кадрів слова є рядок, де кожен елемент відповідає окремому кадру і містить інформацію про звук цього кадру.

5. Розпізнавання слова. Останній етап відбувається з використання ПММ. Використовується 4-й підхід до складання ПММ, що описаний вище. Отриманий рядок звуків на попередньому етапі представляється як послідовність спостережуваних станів. Для розпізнавання використовується алгоритм прямого-зворотнього ходу.

Для створення ПММ було надиктовано база з 450 слів (числа від 0 до 9). База була розділена на дві частини – навчальну (350 слів) та тестову (100 слів). Якість розпізнавання даної системи на тестовій вибірці склала близько 50%.

### Висновок

В даній статті описано використання ПММ в задачах розпізнавання мови, а також запропонована модель системи розпізнавання. Результат даної моделі не є задовільним. Низький рівень спричинений занадто невеликою кількістю звуків (9), формальні ознаки яких закладені у правила розпізнавання. Але в той же час показує можливість такого підходу, що значно спрощує алгоритм розпізнавання і можливість розпізнавання слів в цілому. Пошук способів поліпшення якості розпізнавання є метою подальших досліджень.

### Література

1. Гапочкин А. В., - Нейронные сети в системах распознавания речи – Sciese Time
2. Огнев И. В., Парамонов П. А. – Разпознавание речи методами скрытых марковских моделей в ассоциативной осцилляторной среде – Технические науки. Информатика, вычислительная техника №3 (27), 2013
3. Симончик К.К., Галинина О.С., Капустин А.И. – Алгоритм обнаружения речевой активности на основе статистик основного тона в задаче распознавания диктора.
4. О.С. Агашин, О.Н. Корелин – Методи цифрової обробки речового сигналу в задаче распознавания изолированих слов с применением сигнальных процесоров – Труды Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева № 4(97).

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Корнєв В.П.

Кафедра КЕОА факультета електроніки НТУУ «КПІ», м. Київ, Україна

УДК 621.3

## ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСОВ ПОТРЕБИТЕЛЬСКОГО УРОВНЯ

Т.А. Ходнев

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, кафедра КЭВА, Київ, Україна, e-mail: thodnev@mail.ru

М.С. Ткаченко

НМУ им. Богомольца, кафедра нейрохирургии, Київ, Україна, e-mail: doctormrrr@ukr.net

**В статье рассмотрены способы повышения эффективности работы нейроинтерфейсов за счет оптимизации их конструктивных особенностей и формализован подход к построению таких интерфейсов.**

**The article discusses ways of improving the efficiency of neural interfaces by optimizing their design features and formalizes approach to the construction of such interfaces.**

**Ключевые слова:**нейроинтерфейс, интерфейс “мозг-компьютер”, НКИ

**Key words:***brain-computer interface, BCI, brain-machine interface, BMI, neural interface*

### Введение

Интерфейсом “мозг-компьютер” или нейроинтерфейсом называют систему, осуществляющую фиксацию нейронных импульсов головного мозга и выделение из них мыслительных образов в виде команды управления внешним устройством.

Нейроинтерфейсы принято классифицировать по принципу функционирования на инвазивные (предусматривающие снятие кортиковограммы непосредственно с поверхности коры полушарий большого мозга) и неинвазивные (фиксирующие электроэнцефалограмму (ЭЭГ) с поверхности кожи головы) [1]. Нейроинтерфейсы второго типа широко применяются в качестве непрофессиональных бытовых устройств для управления персональным компьютером, смартфоном и другой бытовой техникой. Такие нейроинтерфейсы называют нейроинтерфейсами потребительского уровня.

Существующие нейроинтерфейсы потребительского уровня имеют ряд недостатков, вызванных их конструктивными особенностями [2]: так устройства, построенные на основе интегральной микросхемы TGAT производства компании NeuroSky обладают низким энергопотреблением, но при этом позволяют снимать ЭЭГ лишь с одного электрода [2]; устройство Emotiv EPOS позволяет снимать ЭЭГ с 14-ти электродов, но при этом требует нанесения токопроводящей жидкости на кожу головы и избыточно сложного закрепления электродов [2].

Целью работы является рассмотрение основных факторов, влияющих на эффективность работы потребительских нейроинтерфейсов, и приведение практических рекомендаций к принятию конструкторских решений в процессе проектирования таких устройств для повышения качества распознавания нейроинтерфейсом мыслительных образов пользователя, снижения затрат на производство и повышения удобства пользования.

### Базовый ритм ЭЭГ

Эффективность работы нейроинтерфейсов в значительной мере зависит от правильного выбора основного источника первичной информации – базового ритма ЭЭГ. Электронной активности мозга на электроэнцефалограммах присуща ритмичность, в связи с чем выделяют следующие типы ритмов [3] (табл. 1):

**Табл. 1. Типы ритмов ЭЭГ**

Название ритма	Диапазон частот, Гц	Амплитуда, мкВ	Описание
Альфа	8 – 13	30 – 100	Состояние расслабленного бодрствования; блокируется при повышении внимания или при появлении мозговой активности; наиболее выражен в затылочных отделах
Бета	14 – 40	5 – 30	Состояние активного мышления; при выполнении или представлении действия амплитуда снижается; наиболее выражен в передних центральных и лобных областях
Гамма	>40	<10	Сверхвысокая мозговая активность; амплитуда обратно пропорциональна частоте; гамма-ритм по частоте совпадает с мышечными потенциалами, что усложняет его выделение; как правило отфильтровывается в клинической ЭЭГ
Дельта	0.5 – 3	25 – 35	Состояние глубокого сна или комы; для взрослого бодрствующего человека возможно наличие небольшой дельта-активности; наличие в большом количестве считают патологическим
Тета	4 – 6	25 – 35	Состояние сна или медитации; в небольшом количестве присутствует в ЭЭГ здорового взрослого бодрствующего человека в небольшом количестве; наличие более 15% от общего времени регистрации считают патологическим
Мю	8 – 13	<50	Состояние физического покоя; отражает работу сенсомоторной коры; амплитуда снижается при совершении или представлении движения; по диапазону частот совпадает с альфа-ритмом, что усложняет его выделение; активно выражен лишь у 5 – 15% индивидуумов

Из приведенных в табл. 1 особенностей ритмов следует, что при работе с гамма-ритмом требуется одновременная фиксация мышечных потенциалов для корректного выделения этого ритма на их фоне [2, 3]. Дельта- и тета-ритмы характерны для состояния сна и на ЭЭГ бодрствующего здорового человека присутствуют лишь в небольшом количестве, что не позволяет нейроинтерфейсу эффективно использовать их в процессе работы [3].

Альфа-ритм обладает высокой амплитудой, что упрощает его фиксацию и обработку. С другой стороны, этот ритм блокируется при появлении зрительной либо мыслительной активности, что усложняет эффективную кластеризацию (распознавание конкретных мысленных образов) [1, 3]. Исходя из приведенных особенностей альфа-ритма, этот ритм удобно использовать для измерения уровня концентрации (внимания) пользователя. Он может быть выбран в качестве целевого при необходимости построения нейроинтерфейса низкой стоимости, либо использоваться более сложным нейроинтерфейсом в качестве неосновного источника.

Бета-ритм и мю-ритм отражают сенсомоторный характер мыслительных процессов (движение либо представление движения), локализуются в относительно геометрически близких областях, имеют разные частотные диапазоны, что позволяет использовать их в качестве базовых ритмов, используемых нейроинтерфейсом для дальнейшего распознавания и формирования сигналов управления внешним устройством исходя из мыслительного процесса пользователя [1, 2].

### Расположение и структура электродов

Каждый тип мозговых волн, приведенный в табл. 1, имеет свои области наибольшей локализации [3]. Поскольку потребительские нейроинтерфейсы отличаются от научно-медицинских значительно меньшим количеством используемых электродов, то эффективность их работы и удобство использования сильно зависят от геометрического расположения и структуры используемых электродов. В электроэнцефалографии принято размещать электроды на поверхности головы согласно системе “10–20%” [3, 4] (рис. 1).

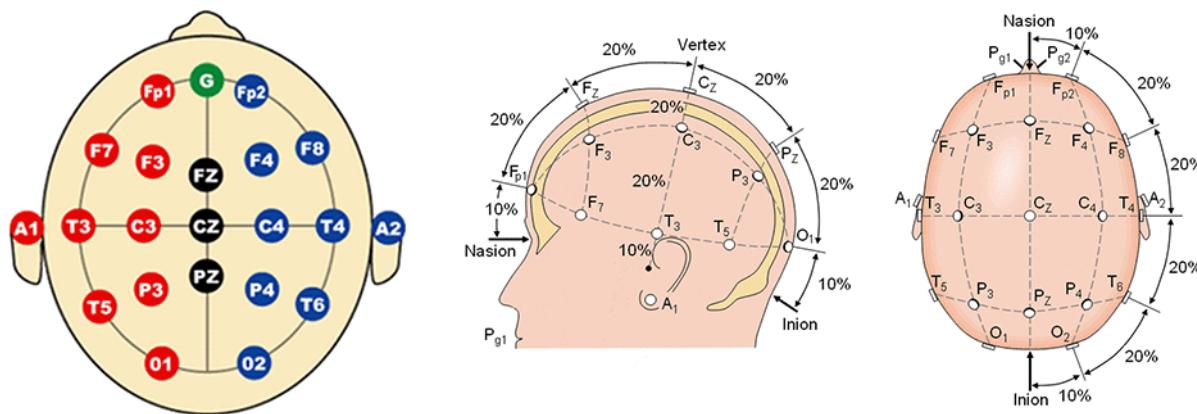


Рис. 1. Система расположения электродов 10-20%

Бета-ритм наиболее выражен в лобных областях (Fp1, G, Fp2), однако также локализуется и в передней и задней центральных извилинах (F7, F3, Fz, F4, F8, C3, Cz, C4) [3, 4]. Мю-ритм имеет наибольшую локализацию в сенсомоторной области (C3, Cz, C4, P3, Pz, P4) [3, 4]. Альфа-ритм наиболее выражен в затылочных отделах (O1, O2) [3, 4]. Поскольку количество используемых интерфейсом электродов ограничено, следует выбирать точки их расположения с покрытием сразу нескольких ритмов в областях их наибольшей локализации. Например, при использовании четырех электродов и работе с бета- и мю-ритмами, можно задать расположение электродов в точках Fp1, Fp2, C3, C4; для шести – в точках Fp1, Fp2, C3, C4, P3, P4 и т.д. Такой подход позволит использовать имеющиеся электроды с наибольшей эффективностью, а поскольку регистрируемые ритмы имеют разные диапазоны частот, их дальнейшее разделение будет относительно простой операцией.

Поскольку регистрируемые ритмы имеют малую амплитуду, на качество распознавания интерфейсом образов существенно влияет структура используемых электродов. Используемые в ЭЭГ электроды можно разделить на “сухие” и “мокрые” [3]. Мокрые обеспечивают контакт с кожей головы, используя в качестве вторичного проводника токопроводящие растворы и гели.

Поскольку использование таких гелей связано со значительными неудобствами для конечного пользователя, в потребительских нейроинтерфейсах следует воздержаться от применения мокрых электродов. С другой стороны, применение сухих электродов затруднительно, поскольку требует непосредственного контакта с кожей головы, минуя волосяной покров (который является изолятором). Возможным решением является применение т.н. “гребенчатых” электродов, сконструированных по принципу расчески: каждый контакт в силу малого радиуса соприкасается с кожей головы между точками роста волос, а за счет использования множества таких контактов достигается требуемое контактное сопротивление. На рис. 2 показаны гребенчатые электроды в двух вариациях, с длинными и короткими пинами. Компания-производитель g.Tec гарантирует качество ЭЭГ, полученной с использованием данных электродов на уровне ЭЭГ, полученной с использованием мокрых электродов [5].



Рис. 2. Гребенчатые электроды g.SAHARA

### Выводы

В работе проанализированы ключевые структурные особенности потребительских нейроинтерфейсов и даны практические рекомендации к выбору основного ритма ЭЭГ, точек расположения и структуры электродов при построении таких интерфейсов. Результаты работы могут послужить отправной точкой для создания нового образца нейроинтерфейса или развития исследования приведенных особенностей и технологических возможностей.

### Литература

1. WolpawJR, BirbaumerN, McFarlandDJ, PfurtschellerG, VaughanTM. Brain-computer interfaces for communication and control. *Clin Neurophysiol*. 2002;113(6):767–791
2. Ekandem JI, Davis TA, Alvarez I, James MT, Gilbert JE. Evaluating the ergonomics of BCI devices for research and experimentation. *Ergonomics Ergonomics* 2012;55(5):592-598
3. Клиническая электроэнцефалография (с элементами эпилептологии). Руководство для врачей / Л.Р.Зенков. – 5 е изд. – М. : МЕДпресс информ, 2012
4. Homan RW, Herman J, Purdy P. Cerebral location of international 10–20 system electrode placement. *Electroencephalography and clinical neurophysiology* 1987;66(4):376-382.
5. g.SAHARA active dry EEG electrode system: features and description [Электронный ресурс] URL: <http://www.gtec.at/Products/Electrodes-and-Sensors/g.SAHARA-Specs-Features>

**Рекомендовано к публикации:** к.т.н., доц. Кучернюк П.В.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра КЭВА, Киев, Украина

УДК 004.852

## ФІЛЬТРАЦІЯ СПАМУ НА ОСНОВІ НАЇВНОГО БАЄСОВОГО КЛАСИФІКАТОРА

О.В. Попович

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: olexandr.v.popovych@gmail.com

**В статті розглянуто метод фільтрації спаму на основі наївного баєсового класифікатора. Реалізовано класифікатор засобами мови програмування C#, проведено його ROC-аналіз, дана оцінка якості класифікатора.**

**This article reviews the spam filtering method based on naive Bayes classifier. Classifier was developed on C#, ROC-analysis and quality assessment were performed.**

**Ключові слова:** наївний баєсів класифікатор, машинне навчання, ROC, C#.

**Key words:** naive Bayes classifier, machine learning, ROC, C#.

### Вступ

За останні роки можна спостерігати зростання інтересу спеціалістів до такої сфери в галузі комп’ютерних наук як машинне навчання. Нові підходи та алгоритми, дешеві і високопродуктивні комп’ютерні ресурси дозволили швидко і, головне, автоматично створювати моделі, що здатні аналізувати великі об’єми неструктурованих даних з високою швидкістю та надійністю. В результаті дослідниками були розвинуті системи, що здатні приймати рішення та автономно діяти в реальному часі без втручання людини.

Загалом машинне навчання – це сукупна назва групи методів отримання знань із досвіду засобами ЕОМ[1]. Серед багатьох завдань, що вирішуються на сьогодні за допомогою машинного навчання, одними з найважливіших є автоматичне діагностування в медицині, розпізнавання шахрайства з кредитними картками в банківській справі, класифікація ланцюжків ДНК в молекулярній біології, фільтрація спаму в повсякденному житті. Основний метод, який при цьому застосовується – це класифікація.

Отож, метою роботи було створення системи фільтрації спаму на основі наївного класифікатора Баєса, проведення її аналізу та оцінки якості отриманого класифікатора.

### Наївний баєсів класифікатор

Наївний баєсів класифікатор – це простий імовірнісний класифікатор, який визначає імовірність приналежності елемента вибірки до одного з класів за умови наявності в нього певних ознак [2,3]. В його основі лежить формула Баєса для визначення умовної імовірності настання певної події за умови настання іншої (1).

$$p(Y|X) = p(X|Y) \cdot \frac{p(Y)}{p(X)} \quad (1)$$

Після нескладних математичних перетворень отримуємо формулу (2), де  $y$  – клас,  $x_i$  – елемент вектору ознак.

$$p(y|X) = \frac{p(y) \prod_i p(x_i|y)}{\sum_j [p(y=j) \cdot \prod_i p(x_i|y=j)]} \quad (2),$$

де  $p(y)$  – априорна імовірність того, що лист відноситься до класу  $y$ ,  $p(x_i|y)$  – умовна імовірність наявності конкретної ознаки характерної для класу  $y$ .

Формула (2) лягає в основу класифікатора, оскільки вона дозволяє оцінити імовірність, що при наявності в даного елемента вибірки певного вектору ознак  $X$ , він належатиме до певного класу  $y$ .

Для вирішення поставленого завдання, припустимо наступне: нехай є листи, що діляться на дві категорії:

$$y = \{0, 1\},$$

де значення нуля буде відповідати категорії листів без спаму, значення одиниці – категорії листів зі спамом.

Нехай є вектор ознак  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ , що визначає наявність певного слова в листі, де

$$x_i = \begin{cases} 1, & \text{якщо слово } i \text{ є в листі} \\ 0, & \text{якщо слова в листі немає} \end{cases}.$$

Довжина вектора ознак для проектованого класифікатора дорівнює 1524 слова.

Вірогідність, що лист не є спамом:

$$p(y=0|X) = \frac{p(y=0) \prod_i p(x_i|y=0)}{p(y=0) \prod_i p(x_i|y=0) + p(y=1) \prod_i p(x_i|y=1)} \quad (3)$$

Вірогідність, що лист є спамом:

$$p(y=1|X) = \frac{p(y=1) \prod_i p(x_i|y=1)}{p(y=0) \prod_i p(x_i|y=0) + p(y=1) \prod_i p(x_i|y=1)} \quad (4)$$

Априорна імовірність  $p(y=0)$  того, що лист не є спамом визначається за формулою (5), а априорна імовірність  $p(y=1)$  того, що лист - спам визначається за формулою (6) відповідно.

$$p(y=0) = \frac{\text{кількість листів без спаму}}{\text{загальна кількість листів}} \quad (5)$$

$$p(y=1) = \frac{\text{кількість листів зі спамом}}{\text{загальна кількість листів}} \quad (6)$$

Отримані в ході дослідження значення априорних імовірностей дорівнюють 0,5.

Умовні імовірності наявності певного слова  $x_i$  у листах зі або без спаму розраховуються за формулами (7) та (8) відповідно.

$$p(x_i|y=1) = \frac{k - \text{стільки слів } x_i \text{ в листах зі спамом}}{\text{кількість слів у всіх листах зі спамом}} \quad (7)$$

$$p(x_i|y=0) = \frac{k - \text{стільки слів } x_i \text{ в листах без спаму}}{\text{кількість слів у всіх листах без спаму}} \quad (8)$$

Наприклад, для слова «great» умовна вірогідність того, що це слово зустрінеться у листі-спамі складає 0,001489 проти 0,000278 імовірності того, що воно зустрінеться у неспамовому листі.

Далі, для побудови класифікатора поділимо (3) на (4), та прологарифмуємо частку.

Отриманий логарифм – це логарифм правдоподібності. Він дозволяє оцінити правдоподібність вірогідностей того, що лист є чи не є спамом.

Власне класифікація відбувається наступним чином:

$$\hat{y} = \begin{cases} 0, & \frac{e^q}{1 + e^q} \geq threshold \\ 1, & \frac{e^q}{1 + e^q} < threshold \end{cases} \quad (9)$$

де  $q = \ln \left[ \frac{p(y=1|X)}{p(y=0|X)} \right]$  – логарифм правдоподібності;  $threshold \in [0; 1]$  – поріг.

### Аналіз якості класифікатора

Отриманий класифікатор називається бінарним, оскільки він класифікує елементи вибірки на два класи. Ефективним способом оцінити бінарний класифікатор є ROC-аналіз.

ROC-аналіз (receiver operating characteristic) – це метод аналізу бінарних класифікаторів із застосуванням так званих ROC-кривих. Останні дозволяють оцінити якість класифікатора, і відображають співвідношення між часткою вірно об'єктів класифікованих та загальної сукупності вірно класифікованих і помилково класифікованих елементів вибірки [4].

ROC-крива будується у координатах «специфічність-чутливість». Специфічність  $Sp$  обраховується за формулою (10), а чутливість  $Se$  - (11)

$$Sp = \frac{TP}{TP + FN} \cdot 100\% \quad (10)$$

$$Se = \frac{TN}{TN + FP} \cdot 100\% \quad (11)$$

де  $TP$ (true positive) – правильно класифікований позитивний випадок,  $TN$ (true negative) – правильно класифікований негативний випадок,  $FN$ (false negative) – позитивний випадок класифікований як негативний,  $FP$ (false positive) – негативний випадок класифікований як позитивний.

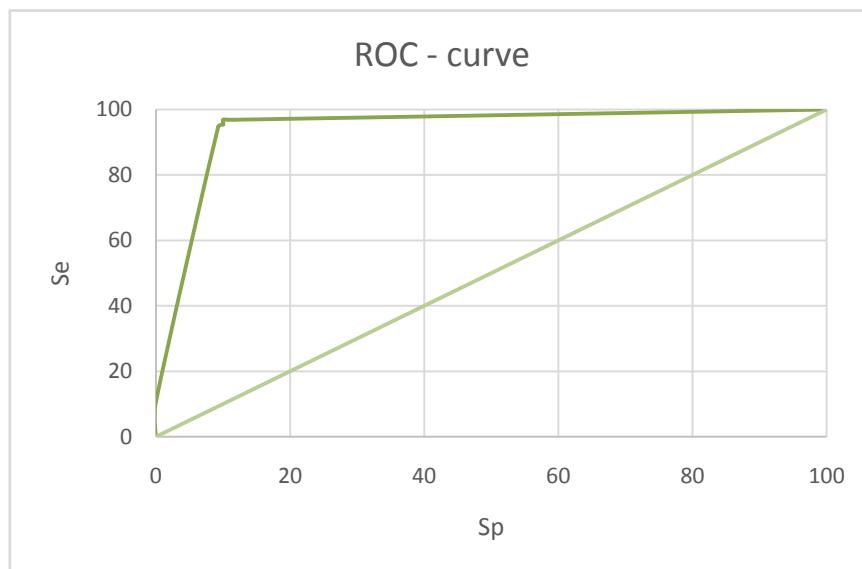


Рис. 1. ROC-крива розробленого класифікатора.

Значення чутливості і специфічності знаходяться для різних значень порогу (*threshold*) з формули (9). Відповідно до цих значень будують ROC-криву.

Кількисну інтерпретацію ROC-аналізу дає показник AUC (area under curve). Його значення дорівнює площі фігури під кривою і, як правило, може бути знайдене методами чисельного інтегрування. Чим вищий показник, тим якісніший класифікатор.

ROC-крива для розробленого в ході дослідження класифікатора зображена на рис. 1. Показник AUC = 0,94. Методика побудови графіка наступна: для кожного значення *threshold* з проміжку [0; 1] з кроком 0,1 знаходитьться значення чутливості *Se* та специфічності *Sp*, які відкладаються в координатах «специфічність-чутливість» і сполучаються між собою [4]. Чисельне значення AUC знаходитьться методом трапецій шляхом підсумовування площ трапецій, утворених кожною парою сусідніх точок.

### **Висновок**

Наївний баєсів класифікатор – це проста і надійна модель, яку можна використати для вирішення завдань класифікації. Істотною перевагою цього методу є невелика кількість даних, потрібних для навчання класифікатора.

Отримане в ході дослідження спроектованого класифікатора значення AUC = 0,94 вказує на відмінну якість роботи класифікатора та доводить дієвість використаного методу.

Використаний метод можна застосовувати для вирішення задач у інших сферах, зокрема, медичній діагностиці.

### **Література**

1. Domingos, Pedro. A few useful things to know about machine learning. Communications of the ACM, 2012, режим доступу:  
<https://homes.cs.washington.edu/~pedrod/papers/cacm12.pdf>
2. Rish, Irina. An empirical study of the naive Bayes classifier. IJCAI 2001 Workshop on Empirical Methods in Artificial Intelligence, 2001, режим доступу:  
<http://www.research.ibm.com/people/r/rish/papers/RC22230.pdf>
3. Субботин С. В., Большаков Д. Ю. Применение байесовского классификатора для распознавания классов целей. // «Журнал Радиоэлектроники», 2006, № 4, режим доступу:  
<http://jre.cplire.ru/iso/oct06/2/text.html>
4. Fawcett, Tom. An introduction to ROC analysis. Pattern Recognition Letters 27 (2006) 861-874, 2006, режим доступу:  
<https://ccrma.stanford.edu/workshops/mir2009/references/ROCIintro.pdf>

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Корнєв В.П.

Кафедра КЕОА факультету електроніки НТУУ «КПІ», м. Київ, Україна.

УДК 004.2

## ГЕНЕРАТОРИ ТЕСТОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ ВБУДОВАНИХ АРХІТЕКТУР ДЛЯ САМОТЕСТУВАННЯ МІКРОСХЕМНОЇ ЛОГІКИ

Т. І. Дуліб'янник

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: MC\_DT@ukr.net

**Розглянуто 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 is a short overview 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, зсувний реєстр із лінійним зворотнім зв'язком, клітинний автомат.*

**Key words:** *test architecture, test pattern generator, linear feedback shift register, cellular automata.*

### 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 зробити дефект. 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 давало змогу перевіряючому пристрою працювати на частоті основного приладу. При масовому виробництві час тестування є дуже важливим параметром, тому витрати ресурсів на побудову тестової схеми можуть бути виправданими. У статті розглянуті генератори 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. .

### 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 тестиється.

Тестування у STUMPS архітектурі поділяється на декілька фаз. Спочатку тестові дані завантажуються у тестові ланцюги (scan chains), котрі є зсувними реєстрами побудованими 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. У випадку присутності дефекту у комбінаційній логіці, записані у вихідні тригери дані, будуть (із деякою вірогідністю) невірними. Далі отримані результати вивантажуються, а на їх місце завантажуються нові дані. Вивантажені результати опрацьовуються аналізатором вихідних даних, котрий порівнює ці результати із очікуваними та робить висновок про їх правильність. Власне очікувані дані отримані шляхом симуляції цього ж тесту на ідеальній (без дефектів) схемі.

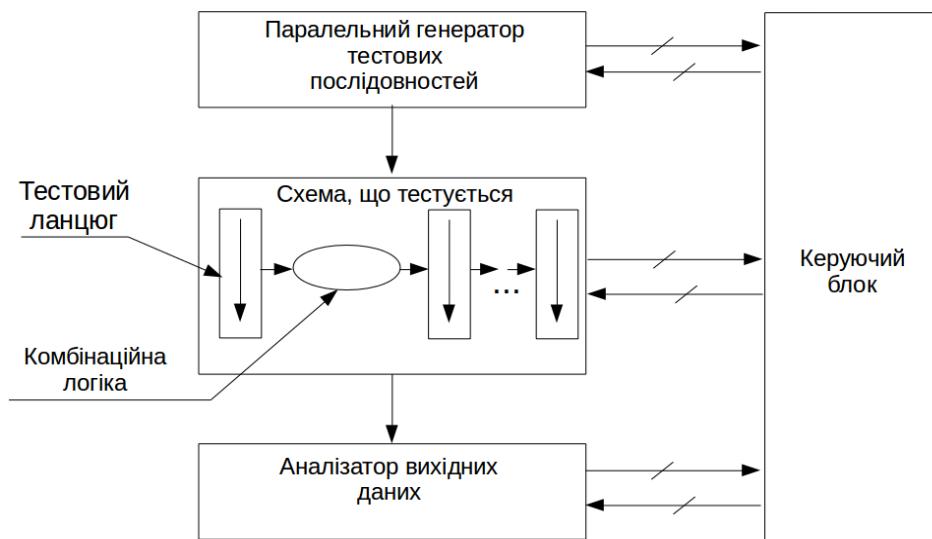


Рис. 1. Схема STUMPS-архітектури

#### 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 ситуації, 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

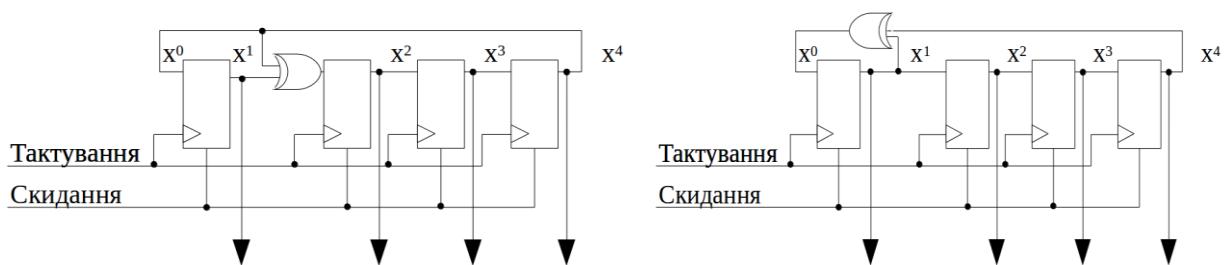
Лічильник розрядності  $N$  може згенерувати  $2^N$  різних тестових зразків. Недоліком такого генератора є те, що найстарший біт перемикатиметься лише один раз за весь час тестування, в той час як наймолодший кожен такт.

### Скінченний автомат

Для генерації тестових послідовностей можна застосовувати скінченні автомати із різними алгоритмами роботи, спеціально розробленими для тестування схем. Їх недоліками є складність розробки та великі апаратні затрати.

### 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 лише затримці одного елемента виключного або, на відміну від його відповідника з зовнішнім зв'язком (для нього затримка рівна затримці

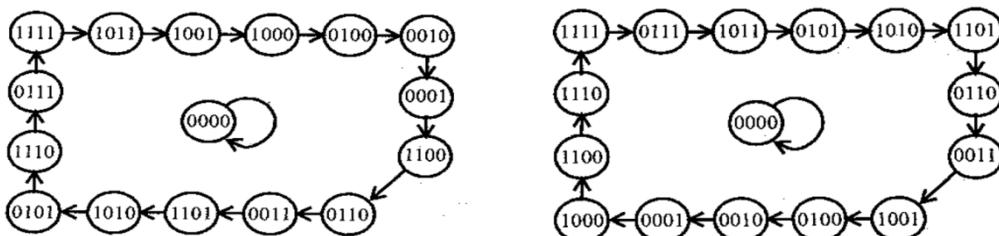


елемента виключного або помноженою на їх кількість).

**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 поліну представляє елемент виключного або у ланцюгу зворотнього зв'язку (винятками є елементи  $x^n$  (де  $n$  — порядок поліну та розрядність регістра) та  $x^0$  (у полінах позначають як 1) які є завжди ненульовими проте не представляють собою елементів виключного або).

Поліном, котрий забезпечує послідовність максимальної довжини називається кореневим поліномом (primitive polynomial). Потрібно зауважити, що ці послідовності для реєстрів із внутрішнім (рис. 3а) та зовнішнім (рис. 3б) зв'язком будуть різними.

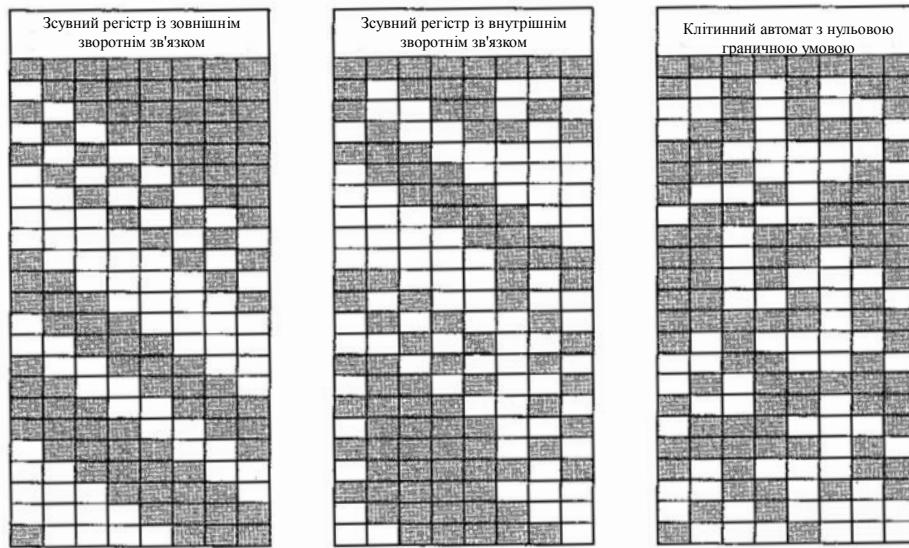


**Рис. 3. Діаграми станів зсувних реєстрів із внутрішніми (а) та зовнішніми (б) лінійними зворотніми зв'язками відповідно. Кореневий поліном:  $P(x) = x^4 + x + 1$  [2].**

#### Клітинний автомат

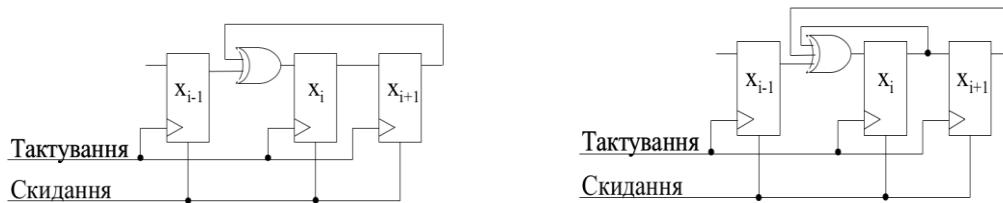
Клітинний автомат або КА (cellular automata або CA) — це пристрій базований на деякій періодичній решітці та правилах переходу. Його структура дозволяє формувати різну кількість вимірів. У вбудованих архітектурах доцільно використовувати одновимірний клітинний автомат. Подібність до зсувного реєстра 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) (рис. 4).

Структурна залежність — це зв'язність у послідовностях пов'язана із реалізацією генератора. Вона добре проявляється у зсувного реєстра 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 реєстра 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.



**Рис. 4. Перші 23 елементи послідовностей згенерованих 8-бітними пристроями. Темні клітки — логічні одиниці, світлі — логічні нулі [2].**

Найпоширенішими правилами для побудови КА у вбудованих архітектурах є 90-е (рис. 5а) та 150-е (рис. 5б). 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. 5. 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.

### 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 реєстр 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 реєстру 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.

**Рекомендовано до публікації:** д.т.н., доц. Корнєв В.П.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 62-791.2

## ПОРТАТИВНИЙ ПРИСТРІЙ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОННИХ КОМПОНЕНТІВ НА ОСНОВІ МІКРОКОНТРОЛЕРА AVR

Д.А. Лаврик

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [ukr.dima95@gmail.com](mailto:ukr.dima95@gmail.com)

**В статті розглянутопристрій вимірювання параметрів електронних компонентів, запропоновано на основі проведеного аналізу ринку таких пристроїв шляхи їх удосконалення та модифіковану структурну схему пристрою на основі мікроконтролера AVR.**

**The article describes the device of the measuring of electronic components is proposed based on the analysis of the market of such devices and ways of improving the modified block diagram of the device based on AVR microcontrollers.**

**Ключові слова:** пристрій, вимірювання, електронні компоненти, параметри, мікроконтролер, AVR, LCD дисплей, USB інтерфейс, Bluetooth інтерфейс .

**Key words:** device, measuring, electronic components, parameters, microcontroller, AVR, LCD display, USB interface, Bluetooth interface.

### Вступ

Досить часто при вирішенні завдання пошуку необхідного напівпровідникового елементу виникає потреба, наприклад, у встановленні типу провідності (р-п-р чи п-р-п) вибраного користувачем транзистора або визначені коефіцієнта його підсилення без використання інформації про напівпровідникові компоненти у документації та різних інформаційних ресурсах. Крім того, необхідно також здійснювати вимірювання параметрів різних пасивних електронних компонентів за допомогою такого портативного пристрою без використання інших вимірювальних приладів [1].

Проведено аналіз ринку таких портативних вимірювальних пристрій. Встановлено, що більшість приладів такого типу, наприклад, безкорпусний тестер M328 [2] (Китай) чи тестер з корпусом Fish8840 [3] (Китай) мають недоліки, які полягають у обмеженому використанні сучасних інтерфейсів для зв'язку із зовнішніми засобами. Наприклад, практично відсутні USB та безпровідні інтерфейси для зв'язку з персональним комп'ютером (ПК) або іншим зовнішнім обчислювальним обладнанням. Зв'язок з ПК має великі переваги, його можна використовувати, коли необхідно зберігати чи обробляти результати вимірювання. Зокрема, при тестуванні транзистора за допомогою такого пристрою отримані дані можна використовувати для подальшої обробки за допомогою програмних пакетів віртуального аналізу.

Викладене вище визначає актуальність даної роботи та диктує необхідність подальшого удосконалення портативних технічних рішень реалізації пристрою вимірювання параметрів електронних компонентів.

### Шляхи удосконалення пристрою та удосконалена структурна схема

Проведений аналіз дозволив визначити структурні складові типового пристрою вимірювання параметрів електронної компонентної бази, основу яких складає мікроконтролер (МК), що слугує центральним обчислювальним вузлом. Okрім МК до складу структури входять також блоки індикації та живлення, а також генератор тактового сигналу.

Вхідні дані потрапляють на три вимірювальні щупи пристрою, які конструктивно з'єднані з трьома виводами портів МК. Один з портів підключається до мультиплексора вбудованого в МК АЦП, а два інші використовуються в якості звичайних портів введення/виведення, що налаштовані на виведення, щоб дати змогу подавати на тестовий компонент напругу високого чи низького рівня. МК використовує вбудований АЦП для вимірювання напруги на різних виводах електронних компонентів, що дає змогу оцінювати або тестиувати вимірюваний компонент [4].

Блок індикації, зазвичай, представляє собою графічний LCD дисплей з роздільною здатністю 128x64 точок та вбудованим драйвером керування, призначений для відображення інформації про отримані параметри електронного компонента у зручному для користувача форматі [5].

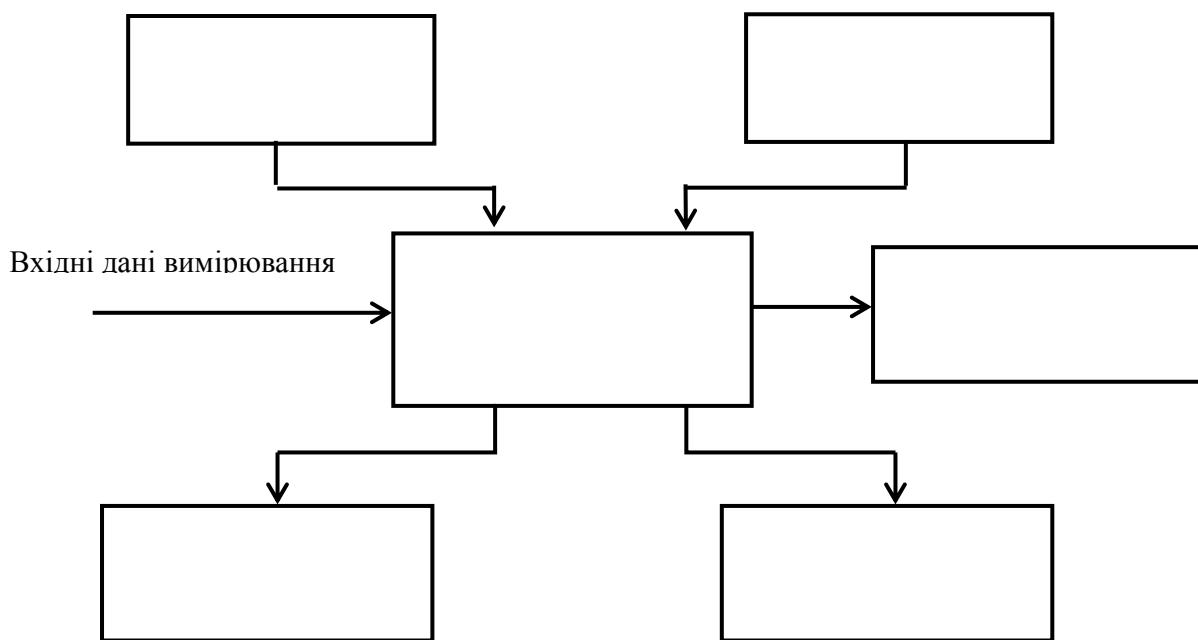
У удосконаленому пристрої доцільним є використання МК архітектури AVR, яка підтримує широкий спектр різних інтерфейсів передачі даних (UART, SPI, I<sup>2</sup>C тощо), містить вбудований АЦП та взаємодіє з різною зовнішньою периферією. Це дає можливість при розробці схемотехнічних рішень таких пристріїв використовувати мінімальну кількість елементів у схемі та, як наслідок, зменшити апаратні витрати [6, 7].

Всі ці особливості дозволяють забезпечити даному портативному пристрою наступні функціональні можливості:

- Автоматичне визначення п-р-п та р-п-р біполярних транзисторів, п- та р- канальних MOSFET транзисторів, діодів, тиристорів та інших напівпровідникових елементів;
- Визначення розташування виводів напівпровідникових елементів;
- Вимірювання коефіцієнта підсилення транзистора;
- Вимірювання опору резистора до 50 МОм;
- Вимірювання ємності конденсатора від 25 пФ до 100 мкФ;
- Вимірювання індуктивності елементів;
- Час вимірювання більшості елементів становить приблизно 2 с.

Для удосконалення пристрою пропонується також використання сучасних провідних та безпровідних інтерфейсів. Таке конструкторське рішення дає змогу обміну даними з ПК чи іншим обчислювальним обладнанням.

Структурна схема удосконаленого пристрою наведена нижче на рис. 1.



**Рис. 1. Удосконалена структурна схема пристрою**

У якості провідного інтерфейсу застосовано USB інтерфейс, який є найпоширенішим послідовним інтерфейсом передачі даних для середньошвидкісних та високошвидкісних периферійних пристрій [8].

Для безпровідного інтерфейсу використано інтерфейс Bluetooth, перевагою якого є можливість забезпечення обміну даними з обладнанням за допомогою пошириної та доступної радіочастоти для ближнього зв'язку, правда, лише у радіусі до 10 м, що, однак, достатньо для практичного використання [9].

### Висновки

На основі проведеного аналізу існуючих рішень побудови портативних пристрій вимірювання параметрів електронної компонентної бази визначено шляхи їх удосконалення за рахунок застосування сучасних провідних (USB) та безпровідних (Bluetooth) інтерфейсів, а також реалізації обчислювального ядра пристрою на основі МК AVR. Це дозволило запропонувати удосконалену структурну схему портативного пристрію вимірювання, який із врахуванням зазначених вище особливостей дозволяє забезпечити наступні основні характеристики:

- відображення інформації на символному LCD дисплеї;
- використання USB та Bluetooth інтерфейсів;
- автоматичне визначення типу напівпровідниківих елементів;
- вимірювання коефіцієнта підсилення напівпровідниківих елементів;
- вимірювання номіналів пасивних електронних компонентів;
- обробка отриманих даних програмним шляхом.

**Література**

1. Transistor tester with AVR microcontroller, режим доступу:

[http://www.mikrocontroller.net/attachment/143813/TTester\\_096k.pdf](http://www.mikrocontroller.net/attachment/143813/TTester_096k.pdf).

2. Описание измерителя M328, режим доступу: <http://prochip.com.ua/M328>.

3. Описание транзисторного тестера Fish8840, режим доступу:

<http://lygte-info.dk/review/ComponentTester%20Fish8840%20UK>.

4. Определение выводов полупроводников, режим доступу:

<http://vrtp.ru/index.php?showtopic=16451>.

5. Графический LCD дисплей WINSTARWG12864C, режим доступу:

[http://www.winstar.com.tw/products\\_detali\\_ov.php](http://www.winstar.com.tw/products_detali_ov.php).

6. Евстифеев А.В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega. Руководство пользователя. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007. — 592 с.

7. Трамперт В. AVRRISC микроконтроллеры: архитектура, аппаратурные ресурсы, система команд и программирование: Пер. с англ. / Под ред. В.В.Сташина – М.: МК-Пресс, 2006. – 490 с.

8. USB интерфейс, режим доступу: <https://ru.wikipedia.org/wiki/USB>.

9. Bluetooth интерфейс, режим доступу: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Bluetooth>.

**Рекомендовано до публікації:** д.т.н., проф.Лисенко О.М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 621.317.7

## ПОРТАТИВНИЙ ЗАСІБ СЛУХОВОГО ЕХОСКРИНІНГУ

О.О. Заїченко

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: oza.ukr@gmail.com

**В роботі проаналізовано методи реєстрації сигналів отоакустичної емісії (ОАЕ), для реалізації яких запропоновано структуру портативного засобу слухового ехоскринінгу. Розглянуто принцип роботи та особливості цього засобу, що базується на основі мікропроцесорної платформи OMAP3530, а також обґрунтовано переваги її використання.**

**This paper analyzes the methods of recording otoacoustic emissions (OAE) signals, which used in proposed implementation of portable auditory screening device. Also described principles and features of this device, which is based on the OMAP3530 microprocessor platform and proved the benefits of its using.**

**Ключові слова:** отоакустична емісія (ОАЕ), портативний засіб реєстрації ОАЕ, спонтанна ОАЕ, викликана затримана ОАЕ (TOAE), ОАЕ на частоті продукту спонтворення (DPOAE), частото-модульована DPOAE, OMAP3530.

**Key words:** otoacoustic emissions (OAEs), OAEs testing device, spontaneous OAEs, transient-evoked OAEs (TEOAE), distortion-product OAEs (DPOAE), FMDPOAE, OMAP3530.

### Вступ

На сьогодні згідно статистичних даних відхилення слуху від норми спостерігаються у кожної десятої людини планети. Відомо також, що кожні 4 новонароджені малюки із 1000 вже мають вроджені проблеми зі слухом. Завдяки розвитку медицини та технологій фахівці навчились у певній мірі попереджати та лікувати хвороби, пов'язані із слухом, але для цього проблему спочатку повинно бути виявлено та діагностовано. Дуже часто виникає потреба одержання даних про стан слухової функції без активної участі обстежуваного, тобто на основі застосування об'єктивних методів, наприклад, у дитячій аудіологічній практиці.

Серед об'єктивних процедур особлива увага надається використанню методів реєстрації сигналів ОАЕ [ 1, 2 ], які на сьогоднішній день є одними із найефективніших у західних країнах, зокрема, при проведенні слухового скринінгу, оскільки вони є дуже точними, безпечними та швидкими.

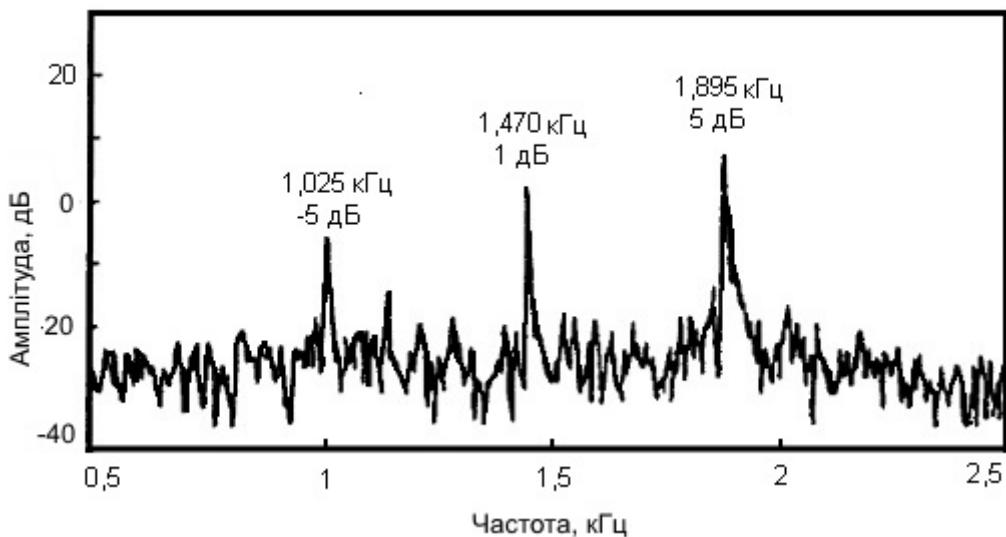
Наразі в Україні аудіологічне обладнання для проведення діагностики методами реєстрації ОАЕ вітчизняною промисловістю не виготовляється. Всі потреби медичних закладів країни задовольняються лише в незначній мірі за рахунок закупівлі дорогоцінного (від 4-10 тис. доларів США) закордонного обладнання, що нерідко є громіздким та базується на застосуванні стаціонарних персональних комп'ютерів.

Все вище наведене визначає актуальність та диктує необхідність розробки портативного засобу слухового ехоскринінгу на основі сучасних мультипроцесорних рішеннях.

### Аналіз методів реєстрації сигналів ОАЕ

Об'єктивні методи реєстрації сигналів ОАЕ в залежності від наявності акустичного стимулу поділяються на два різновиди: спонтанна та викликана.

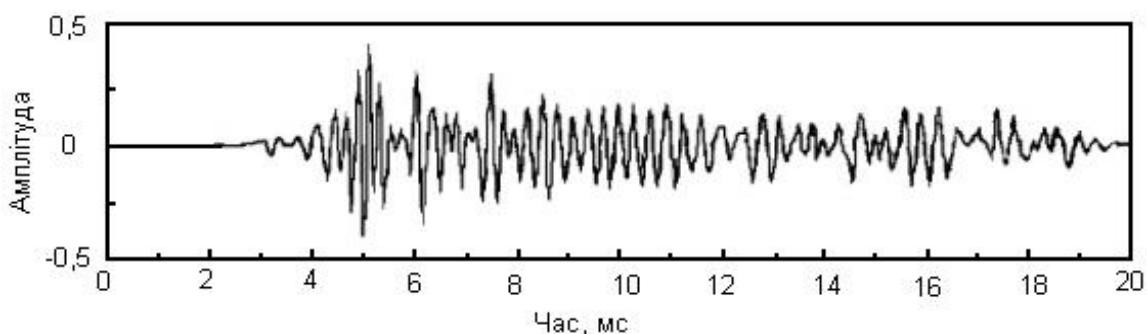
Спонтанна ОАЕ реєструється майже у кожної другої людини при відсутності акустичних стимулів і проявляється у вигляді безперервного слабкого звукового випромінювання (рис.1) у зовнішньому слуховому проході. Найчастіше ці сигнали сконцентровані в діапазоні (1-3) кГц та мають рівень інтенсивності від мінус 10 дБ до 10 дБ (SPL).



**Рис. 1. Приклад спектру сигналу спонтанної ОАЕ [2]**

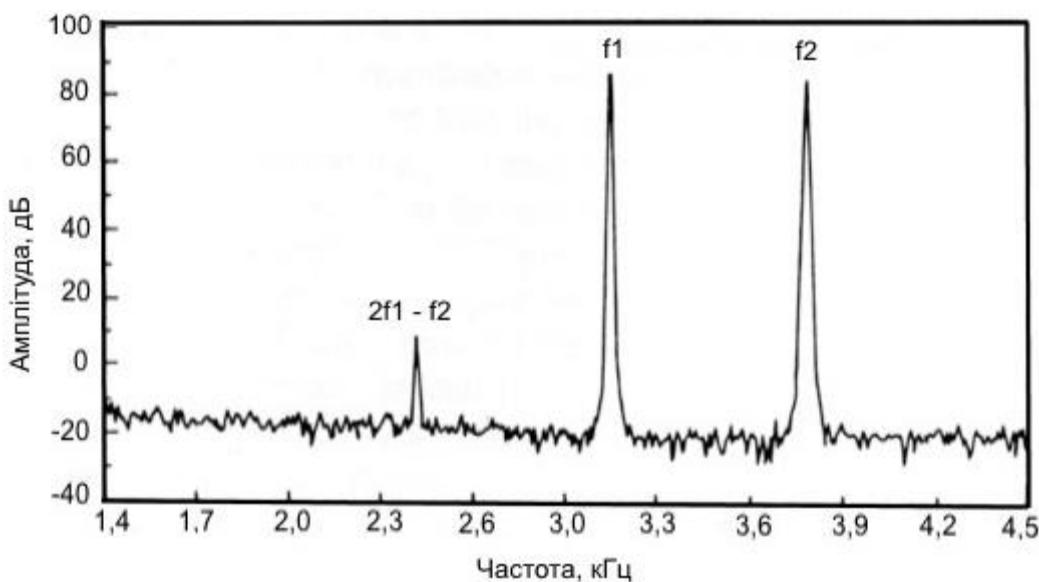
Викликана ОАЕ в залежності від характеру акустичного стимулу поділяється на затриману, на частоті продукту спотворення та стимул-частотну ОАЕ.

Реєстрація затриманої ОАЕ передбачає отримання сигналу відповіді (рис. 2) після того як в якості стимулюючих сигналів застосовуються короткі звукові подразнення з частотою від 400 Гц до 5 кГц та інтенсивністю стимулу від 30 дБ до 80 дБ SPL. Даний метод передбачає початок реєстрації сигналу емісії через 2,5 мс після подачі стимулу.



**Рис. 2. Приклад форми ехо-сигналу затриманої ОАЕ [2]**

Сигнал ОАЕ на частоті продукту спотворення реєструється при одночасній подачі двох тональних стимулів з частотами  $f_1$  та  $f_2$ . Внаслідок цього структурами завитки генерується ехосигнал (рис. 3) на частоті  $(2f_1 - f_2)$  [ 2 ].



**Рис. 3. Приклад спектру ехо-сигналу ОАЕ на частоті продукту спотворення [2]**

Інтенсивність ехо-сигналу залежить від інтенсивності стимулуючих тонів, а також від співвідношення  $f_1 / f_2$  (зазвичай, дорівнює 1,2). Змінюючи співвідношення частот сигналів, що подаються, можна отримати інформацію про збереження функції волоссяних клітин будь-якої ділянки базальної мембрани завитка. Реєстрація сигналу ОАЕ на частоті продукту спотворення може бути покращена за рахунок використання частотно-модульованих (ЧМ) стимул-сигналів [3], внаслідок чого будуть зменшені від'ємні амплітуди спектру ехо-сигналу, що зменшить рівень помилок при реєстрації та прискорить процес діагностики.

Стимул-частотна ОАЕ є найбільш складною для реєстрації із-за того, що спостерігається одночасно з дією тонального стимулу, тому широкого застосування не здобула.

#### **Структурна схема портативного засобу слухового ехо-скринінгу**

Запропоновано структуру портативного апаратно-програмного засобу реєстрації ОАЕ (рис.4), що базується на основі сучасних мультипроцесорних рішеннях. Тому ядром виступає сучасна ARM мікропроцесорна платформа, яка здійснює цифрову фільтрацію та функції аналізатора ехо-сигналу, генерацію акустичних стимулів, відображення результатів обстеження на екран та керування роботою всього засобу для реалізації 4 режимів обстеження: спонтанна ОАЕ, викликана затримана ОАЕ та ОАЕ на частоті продукту спотворення, в тому числі з використанням ЧМ-стимулів. Генерація стимул-сигналів проводиться на фіксованих частотах від 300 Гц до 6 кГц з рівнем інтенсивності від 30 дБ до 85 дБ (SPL). Ехо-сигнал приймається за допомогою чутливого мікрофону в акустичному зонді та після підсилення вимірюється АЦП аудіо-кодека й фільтрується процесорним ядром в залежності від обраного режиму. Отримані дані накопичуються та перетворюються з використанням швидкого перетворення Фур'є, аналізуються, інтерпретуються та виводяться на екран. Наведений пристрій має можливість підключення до ПК через USB та бездротовий канал, триваючої роботи від акумулятора та досить велику внутрішню базу обстежуваних.

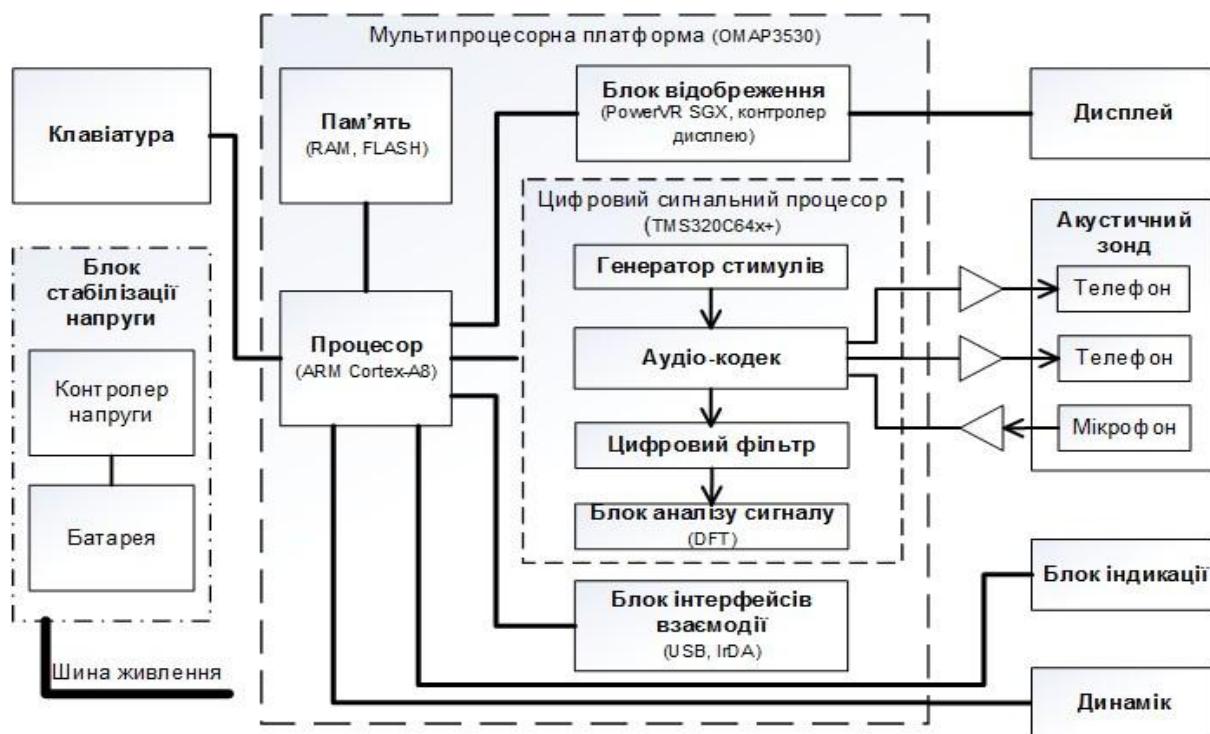


Рис. 4. Структура портативного засобу реєстрації ОАЕ

В якості основного обчислювального компоненту в даному технічному рішенні застосована потужна мікропроцесорна платформа OMAP3530 на ядрі ARM Cortex-A8, що включає цифровий сигнальний процесор TMS320C64x+, графічний процесор PowerVR SGX, 256 Мб RAM та 256 Мб Flash. Це дозволяє за рахунок створюваного програмного забезпечення реалізувати зазначені вище діагностичні процедури обстеження.

### Висновки

Проаналізовано методи реєстрації сигналів ОАЕ, що реалізуються наразі в аудіологічній практиці та є вихідними для проектування портативного засобу слухового ехо-скринінгу. Запропоновано його структуру, основу якої складає потужна мікропроцесорна платформа OMAP3530, що дозволяє за допомогою створюваного програмного забезпечення реалізувати розглянуті методи. Відрізняльною особливістю розробки є використання частотно-модульованих (ЧМ) стимул-сигналів при реєстрації ехо-сигналів на частоті продукту спотворення.

### Література

- Лисенко О. М. Сучасні методи та засоби дослідження слуху людини: монографія / О. М. Лисенко. — К. : Видавництво «КВІЦ», 2002. — 176 с.
- Katz J. Handbook of clinical audiology. 7-th editional / J. Katz. — Baltimor (USA).: Williams & Wilkins, 2015. — 927 p.
- FMDPOAE. Електронний ресурс, режим доступу: <https://pathme.de/fmdpoae/>

**Рекомендовано до публікації:** д.т.н., проф. Лисенко О.М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, м. Київ, Україна

УДК 621.3

## **ВСТРАИВАЕМЫЙ ТЕРМОПРИНТЕР С УНИВЕРСАЛЬНЫМ КОММУНИКАЦИОННЫМ ИНТЕРФЕЙСОМ**

Е.Э. Сазонов

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: levgenii.sazonov@gmail.com

**Рассмотрены вопросы проектирования и практического использования малогабаритного универсального встраиваемого термопринтера с расширенным функционалом.**

**The main idea of this article is the development of the multipurpose compact embedded thermal printer module with advanced functionality.**

**Ключевые слова:** малогабаритный, универсальный, встраиваемый, термопринтер, модуль, расширенный функционал.

**Key words:** compact, versatile, embedded, thermal printer, module, advanced features.

### **Введение**

Современный уровень развития общества характеризуется интенсивной заменой человеческого труда машинами и автоматами. Одной из составных частей их функционирования является фиксация и отображение результатов их работы в той или иной форме. В одних случаях, это запись цифровой информации на электронном носителе, в других – традиционная регистрация на бумажном носителе из-за удобства, простоты и/или необходимости. В качестве таких портативных регистраторов информации во встроенных решениях широко используются термопринтеры, например, типа CustomTG2480, Citizen PPU-700, Nippon NP-F309, которые, к сожалению, имеют достаточно ограниченные интерфейсные возможности, что существенно сужает их область применения в современных приложениях.

Целью данной работы является разработка встраиваемого термопринтера с расширенным коммуникационным интерфейсом (Bluetooth, NFC).

### **Структурная схема термопринтерного блока и принцип его работы**

Для достижения поставленной цели проведен анализ известных существующих технических решений оборудования, предлагаемых рынком с учетом специфики функционирования отраслей-потребителей, а также наметившихся тенденций их дальнейшего развития. Это позволило определиться с основными составляющими структуры термопринтерного блока и с направлением ее усовершенствования. Предложенная структурная схема термопринтера приведена на рис.1.В ее состав входят следующие основные блоки:

1. Микроконтроллер (МК), предназначенный для управления всеми модулями, входящими в состав термопринтерного блока, а также поддержка интерфейса взаимодействия с пользователем через органы управления (кнопки и сенсоры) и коммуникационными модулями через соответствующие коммуникационные каналы [1].



**Рис 1. Структурная схема встраиваемого термопринтерного блока**

2. Блок термопринтерного механизма, состоящий из термоголовки и элементов электронного обрамления в виде драйверов управления шаговыми двигателями термопринтерного механизма и обрезания бумаги, выполненные в виде специализированных микросхем, обеспечивающих взаимодействие между МК и термоголовкой по специализированному интерфейсу, который является уникальным для каждой фирмы-производителя термопринтерных механизмов [2].

3. Блок индикации, состоящий из светодиодов, LCD дисплея и кнопок, которые обеспечивают отображение режимов работы термопринтерного блока и облегчают пользователю взаимодействие с ним.

4. Блок питания, формирующий базовые напряжения питания +3.3 В и +5 В, получаемые из напряжения 12 В стандартного блока питания на 12 В/5 А.

5. Проводной коммуникационный блок, состоящий из модулей USB и RS232, предоставляющий возможность взаимодействия «внешнего мира» с термопринтерным блоком посредством стандартных последовательных интерфейсов [3].

И наконец, нововведенные беспроводные коммуникационные модули Bluetooth и NFC. Модуль Bluetooth по сути является беспроводным аналогом проводного интерфейса, а модуль NFC предназначен для беспроводной параметризации термопринтерного блока и осуществляет его взаимодействие с NFC-устройствами для получения «образов» генерируемых термопринтерным модулем данных для вывода на печать [4, 5].

Принцип работы термопринтерного блока состоит в следующем.

При подаче питания на термопринтер МК осуществляет процесс контроля питающих напряжений, конфигурации термопринтера и правильность функционирования подключенных к

МК основных модулей, таких как Bluetooth, NFC, термопринтерной головки (проверка есть ли бумага, опрос датчика температуры, расположенного непосредственно на головке). Если процесс самодиагностики выполняется успешно, это отображается на LCD экране и включается светодиод зеленого цвета. В противном случае загорается светодиод красного цвета, что сигнализирует о неисправности термопринтерного блока, а на LCD экран выводится код соответствующей ошибки. В штатном режиме работы МК блока поддерживает взаимоотношения с внешними устройствами по принципу «master-slave», где в качестве «master» выступает внешнее по отношению к термопринтерному блоку устройство, подключенное к нему по одному из доступных коммуникационных каналов (RS232, USB, Bluetooth, NFC). Принимая одну из команд по одному из активных коммуникационных каналов, МК верифицирует ее корректность и осуществляет ее выполнение. Такой командой может быть сообщение о конфигурации термопринтерного блока, его начальных установках или же о выводе на печать соответствующей информации, который может выполняться в 2 вариантах:

- отображение графического образа: в этом случае соответствующий выводимый графический образ должен быть заранее подготовлен в специализированном графическом формате, основываясь на технических характеристиках головки термопринтерного блока;
- вывод текстовой информации: в этом случае, текстовый символ преобразуется в его графический образ с помощью таблицы шрифтов, расположенной во Flash-памяти МК; затем в буферном ОЗУ МК построчно формируется образ выводимой информации с последующим ее отображением на термобумаге при помощи термопринтерного механизма.

### **Выводы**

Предложено модифицированную структуру универсального встраиваемого термопринтера, интерфейсные возможности которого расширены за счет введения дополнительных беспроводных последовательных коммуникационных модулей (Bluetooth, NFC). Как следствие, это позволяет существенно расширить область его применения при проектировании встроенных решений различного функционального назначения.

### **Литература**

1. Jonathan W. Valvano Embedded Systems-Real-Time Interfacing to ARM Cortex-Microcontrollers. Volume 2, 4th Edition, 2014. - 771 с.
2. Т. Кенио, Шаговые двигатели и их микропроцессорные системы управления М.: Энэгоатомиздат, 1987. - 200 с.
3. Рябенький В.М., Ходаков В.Е., Ушкаренко А.О. Комп. управление внешними устройствами через стандартные интерфейсы. - Херсон.: Олди-плюс, 2008. - 380 с.
4. Kevin Townsend, Carles Cufi, Akiba, Robert Davidson Getting started with Bluetooth Low Energy Oreilly Media. - 2014. – 180 с.
5. Агурев П.В. Практика программирования USB. Спб.: БХВ-Петербург, 2006. - 624 с.

**Рекомендовано до публікації:** д.т.н., професор Лисенко О. М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 004.7

## ПОРІВНЯННЯ СУЧАСНИХ СТАНДАРТІВ БЕЗДРОТОВИХ МЕРЕЖ ДОСТУПУ

О.В. Кулак

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: a.kulak@ukr.net

**Розглянуто існуючі стандарти в бездротових мережах доступу та визначено оптимальні області їх застосування. Виділено ключові питання, які необхідно враховувати при проектуванні та розгортанні бездротових локальних мереж.**

**This article discusses existing standards in wireless access networks and optimum field of application. Highlight key issues that must be considered when designing and deploying wireless local area networks.**

**Ключові слова:** бездротові персональні мережі, бездротові локальні мережі, аналіз, стандарти

**Key words:** wireless personal area network, wireless local area network, analysis, standards

### Вступ

Широке розповсюдження бездротових технологій передачі у системах передачі даних різного призначення зумовлено, перш за все, зручністю їх використання, низькою вартістю і прийнятною пропускною спроможністю. Виходячи з поточної динаміки розвитку, можна зробити передбачення про те, що за кількістю і поширеністю бездротові мережі в недалекому часі перевершать дротові мережі [2].

З кожним роком збільшується кількість стандартів, які визначають технології бездротових мереж, що обумовлює необхідність проведення їх порівняльного аналізу з точки зору розгортання бездротових мереж різного призначення.

Метою даної роботи є аналіз особливостей ряду стандартів та протоколів бездротового зв'язку, оцінка можливостей їх застосування для розгортання мереж різного призначення та виділення питань, які необхідно при цьому враховувати.

### Порівняльний аналіз стандартів бездротових мереж

Існує такий розподіл бездротових мереж [1]: бездротові персональні мережі (Wireless Personal Area Network, WPAN), бездротові локальні мережі (Wireless Local Area Network, WLAN), бездротові міські мережі (Wireless Metropolitan Area Networks, WMAN) і бездротові глобальні мережі (Wireless Wide Area Network, WWAN). Така класифікація характеризує бездротові мережі по області використання та дальності дії. Нижче будуть розглянуті технології для перших двох типів мереж.

Персональні бездротові мережі

Питаннями розробки стандартів для персональних бездротових мереж займається робоча група IEEE 802.15. Набір стандартів 802.15 поділяється на чотири групи, які вирішують різні завдання і наведені в таблиці 1 [1].

Персональними називають радіомережі, які забезпечують радіообмін повідомленнями між персональними комунікаційними пристроями, розташованими на невеликих відстанях один від одного і призначенні для забезпечення індивідуальних потреб користувачів. Прикладом технологій персональних мереж є Bluetooth і ZigBee які базуються на стандартах 802.15.1 та 802.15.4 відповідно. Bluetooth працює на частоті 2.4 ГГц, несуча частота сигналу стрибкоподібно змінюється 1600 разів в секунду (усього виділяється 79 робочих частот шириною в 1 МГц, а в Японії, Франції та Іспанії використовується 23 частотних канали). Теоретична швидкість передачі даних досягає 721 Кб/с. Стандарт ZigBee передбачає роботу в частотних діапазонах 868 МГц, 915 МГц і 2,4 ГГц [2]. В ньому використовується 16 частотних каналів з кроком 5 МГц. Теоретична швидкість передачі даних, враховуючи службову інформацію, досягає 250 Кб/с. Такі технології характеризуються зменшеним енергоспоживанням, що робить їх оптимальним рішенням для портативних пристройів.

**Табл.1.Стандарти 802.15.x**

Стандарт	Опис стандарту
IEEE 802.15.1	Персональні бездротові мережі на основі технології Bluetooth
IEEE 802.15.2	Спільне використання мереж WPAN з іншими бездротовими технологіями
IEEE 802.15.3	Високопродуктивні персональні бездротові мережі (High Rate WPAN)
IEEE 802.15.4	Низькопродуктивні персональні бездротові мережі (Low Rate WPAN)

#### Локальні бездротові мережі

Найбільш поширеним набором стандартів бездротових мереж є набір IEEE 802.11 (відомий також під назвою Wi-Fi) – табл. 2 [4]. Технології з цього набору стандартів призначені для організації бездротових мереж передачі даних на обмеженій території з рівноправним доступом абонентів до загального каналу передачі.

З усіх існуючих стандартів бездротової передачі даних IEEE 802.11, на практиці найбільш часто використовуються лише чотири, це: 802.11a, 802.11b, 802.11g і 802.11n.

Стандарт IEEE 802.11a має найбільшу ширину смуги пропускання (300 МГц) з сімейства стандартів 802.11, передбачаючи швидкість передачі даних до 54 Мб/с. На відміну від базового стандарту (802.11), орієнтованого на область частот 2,4 ГГц, специфікаціями 802.11a передбачена робота в діапазоні 5 ГГц (робочі частоти визначаються наступними діапазонами: 5,15 – 5,25 ГГц, 5,25 – 5,35 ГГц та 5,725 – 5,825 ГГц загальною смugoю 300 МГц). Всередині цього спектру існують дванадцять каналів по 20 МГц, кожен з яких має різні характеристики потужності передавача. В якості методу модуляції сигналу вибрано ортогональне частотне мультиплексування (OFDM) [3]. До недоліків 802.11a можна віднести більш високе енергоспоживання радіопередавачів для частот 5 ГГц, а також менший радіус дії.

Стандарт IEEE 802.11b використовується самий частотний діапазон, що і стандарт 802.11 (2,4 – 2,483 ГГц). Основне додавання, що внесено IEEE 802.11b в порівнянні з основним стандартом 802.11 – це підтримка двох нових швидкостей передачі даних – 5,5 та 11 Мб/с (підтримуються швидкості 1, 2, 5,5 та 11 Мб/с). Для досягнення цих швидкостей був обраний метод прямої послідовності для розширення спектра (DSSS), оскільки метод частотних стрибків (FHSS) через обмеження не може підтримувати більш високі швидкості [3].

**Табл. 2.** Основні стандарти 802.11.x

Стандарт	Частотний діапазон (МГц)	Методи модуляції	Ширина смуги каналу (МГц)	Швидкість передачі
IEEE 802.11	2400 – 2483.5	DSSS, FHSS	20	2 Мб/с
IEEE 802.11a	5150 – 5350	OFDM	20	54 Мб/с
IEEE 802.11b	5670 – 5850	DSSS	20	11 Мб/с
IEEE 802.11g	2400.8 – 2483.5	DSSS, OFDM	20	54 Мб/с
IEEE 802.11n	2400.8 – 2483.5	OFDM	20, 40	600 Мб/с
	5150 – 5350			
IEEE 802.11ac	5 ГГц	OFDM	40, 80, 160	6.93 Гб/с
IEEE 802.11ad	60 ГГц	OFDM	2160	6.76 Гб/с

Стандарт IEEE 802.11g є подальшим розвитком 802.11b і передбачає передачу даних в тому ж частотному діапазоні. Крім того, стандарт 802.11g цілком сумісний з 802.11b. Максимальна швидкість передачі в стандарті 802.11g становить 54 Мб/с (за рахунок використання модуляції OFDM, як опція, передбачена використанням технології двійкового пакетного згорточного кодування PBCC) [3].

Стандарт 802.11n (можливі робочі діапазони 2,4 - 2,5 та 5,0 ГГц) підвищує швидкість передачі даних практично вчетверо в порівнянні з пристроями стандартів 802.11g. Для підвищення пропускної здатності у стандарті 802.11n передбачено збільшення числа каналів шляхом використання принципу MIMO (системи зв'язку з рознесеними передавальними і приймальними антенами) і мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналу (OFDM). Теоретично 802.11n здатний забезпечити швидкість передачі даних до 600 Мб/с, застосовуючи передачу даних зразу по чотирьом антенам (до 150 Мб/с на антенну) [4].

Новими стандартами, які зараз знаходяться у стадії розробки є стандарти 802.11ac та 802.11ad.

Стандарт 802.11ac передбачає передачу даних тільки на частоті 5 ГГц. Буде забезпечена зворотна сумісність з пристроями 802.11n і 802.11a. Найбільшою перевагою стандарту 802.11ac є усунення завад за рахунок переходу на більш ефективний для передавання даних діапазон 5 ГГц з використанням частотних смуг від 80 до 160 МГц. Теоретична швидкість передачі даних – до 450 Мб/с, а за наявності одразу восьми антен швидкість може досягти позначки 7 Гб/с. При цьому очікується істотне збільшення не тільки смуги пропускання, але і покриття [4].

Ще один новий стандарт 802.11ad, також відомий під назвою WiGig [4], передбачає використання частотного діапазону в районі 60 ГГц, який не ліцензується у більшості країн. Основне призначення стандарту - забезпечення високошвидкісного бездротового зв'язку між різними пристроями, наприклад, між ноутбуком і телевізійним приймачем за умови прямої видимості (обумовлено значним затуханням сигналу на частоті 60ГГц при проходженні через будь-які фізичні перешкоди).

### **Ключові питання при проектуванні та розгортанні бездротової мережі**

Дотримання простих принципів проектування дозволить забезпечити достатню пропускну здатність бездротової мережі Wi-Fi для обслуговування користувачів та забезпечення якісних мультисервісних послуг. При проектуванні та розгортанні необхідно вирішити наступні питання.

1. Завантаженість радіодіапазону.

Вибір частотного діапазону, у якому буде забезпечено найбільше значення відношення «сигнал/шум» є важливим фактором ефективної роботи бездротової мережі.. Частотний діапазон 2,4 – 2,5 ГГц є більш завантаженим в порівнянні з діапазоном 5 – 5,5 ГГц. Як було показано вище, у цьому діапазоні працюють пристрої, які використовують стандарти 802.15 та 802.11. В результаті, при розгортанні мереж в місцях з великою кількістю користувачів (різноманітні виставки, конференції, тощо) доцільно використовувати діапазон 5 – 5,5 ГГц.

2. Наявність вільних радіоканалів.

В стандартах 802.11, які використовують частоту 2,4 ГГц з 14 частотних каналів можливо використовувати всього 3 канали по 20 МГц, частотні смуги яких не пересікаються (для запобігання накладання сигналів сусідніх частотних каналів, що призводить до зменшення відношення «сигнал/шум»). Тому питання планування розміщення точок доступу і використання ними радіоканалів є дуже важливим. Використовуючи діапазон 5 ГГц є можливість значно покращити пропускну здатність бездротової мережі, адже в цьому діапазоні каналів по 20 МГц, смуги яких задовольняють умовам мінімізації інтерференції - 21.

3. Зона покриття.

У випадку необхідності покриття великих просторів і побудови бездротових систем розподілення необхідно враховувати наявні фізичні перешкоди на шляху розповсюдження сигналів та дальність передачі технологій ( потужність прийомопередавача бездротової точки доступу також є важливим фактором). З цієї точки зору, пристрої, які працюють у діапазоні 2.4-2,5 ГГц є більш ефективними, ніж пристрої, які використовують діапазон 5 - 5,5 ГГц.

### **Висновки**

У статті проведено аналіз основних стандартів та технологій які використовуються в мережах бездротового доступу (сімейства стандартів 802.11 та 802.15) з точки зору їх використання при розгортанні бездротових мереж різного призначення. Для побудови

ефективних мереж необхідно враховувати питання завантаженості радіодіапазону, наявності вільних радіоканалів та забезпеченні потрібної зони покриття.

#### **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. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии. Протоколы. – СПб.: Питер, 2002 — 672 с.
4. Wi-Life [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://wi-life.ru/technologii/wi-fi/wi-fi-standarty>.

**Рекомендовано до публікації Кучернюком П.В. (к.т.н., доцент)**

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 621.395.345.5

## АЛГОРИТМІЗАЦІЯ ВИБОРУ ОПТИМАЛЬНОГО МАРШРУТУ ВИКЛИКУ В IP-ТЕЛЕФОНІЇ

В.В. Таран

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: taran.vlad93@gmail.com

**В даній статті проведено огляд існуючих способів динамічної маршрутизації голосового трафіку в VoIPмережах. Розглянуто параметри розрахунку оптимального маршруту виклику. Запропоновано підхід до покращення якості зв'язку.**

**This paper describes existing methods of dynamic voice traffic routing in VoIP-networks. Parameters of the best routecalculating are described. The approach to improve the communication quality have been proposed.**

**Ключові слова:** *Voice over IP, маршрутизація, алгоритм.*

**Key words:** *Voice over IP, routing, algorithm.*

### Вступ

На сьогоднішній день IP-телефонія характеризується значною популярністю, так як надає альтернативу класичному телефонному зв'язку при встановленні міжміських, а особливо міжнародних з'єднань. За допомогою сучасних технологій VoIP-телефонія (Voice over IP) надає віртуальну телефонну лінію через IP-доступ.

Переваги IP-телефонії відчутні як для абонентів, так і для провайдерів, зокрема – нижча вартість дзвінків, дещо простіше у обслуговуванні обладнання, оскільки передача даних об'єднується в єдину інфраструктуру Інтернет [1]. Ціллю даної роботи являється забезпечення покращення якості зв'язку в IP-телефонії шляхом вибору оптимального маршруту виклику.

### Проблема маршрутизації викликів у VoIP мережах

Зі зростанням чисельності абонентів, а також постачальників даної послуги виникають певні проблеми, пов'язані з особливостями надання якісного зв'язку у певний період часу. Це в першу чергу пов'язане з тим, що на даний час в більшості телефонних мереж використовується статична маршрутизація (рисунок 1а), яка базується на строго визначеній таблиці маршрутів. Часом трафік на цих маршрутах може бути перенавантажений і якість зв'язку погіршується до неможливості підтримання розмови або навіть виклику абонента. В результаті цілі компаній, що постачають дані послуги, втрачають клієнтів та конкурентну спроможність на ринку. Вирішення даної проблеми здійснюється адміністраторами шляхом внесення змін до таблиць маршрутизації. Проте дана операція є досить громіздкою, яка не відповідає динаміці перебігів подій сьогодення.

Таким чином, можна зробити висновок про набуття актуальності здійснення вибору провайдерів у динамічному режимі, що посприяє підвищенню співвідношення якість/вартість VoIP-зв'язку [2].

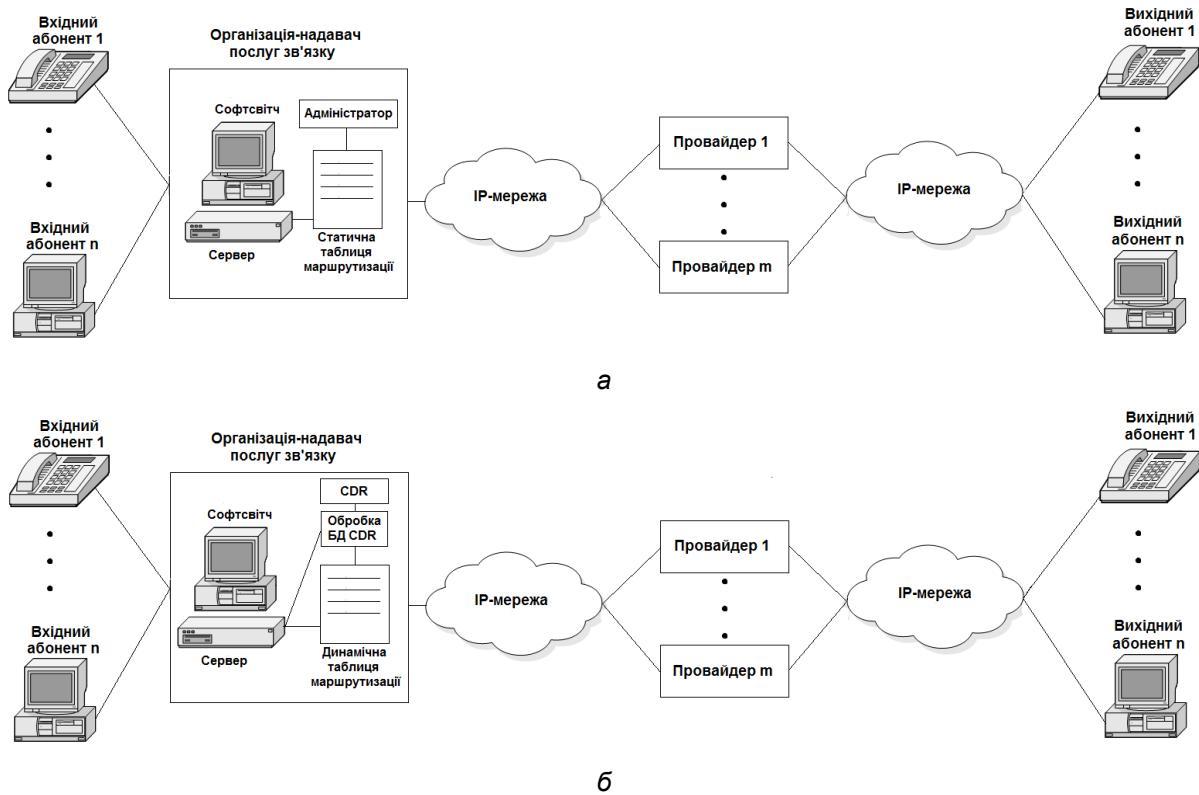


Рис. 1. Схема обробки виклику: а – традиційна схема, яка базується на статичній маршрутизації; б – запропонована схема динамічної маршрутизації

#### Особливості вибору маршруту виклику в динамічній маршрутизації

Головним завданням для динамічної маршрутизації в IP-мережах є проблема вибору оптимального маршруту, який характеризується множиною критеріїв (кількість проміжних зв'язків, вартість, тощо). Одним із найпоширеніших алгоритмів встановлення маршруту є алгоритм LCR (Least Cost Routing) – маршрутизація на основі найнижчої вартості. Основна ідея полягає в порівнянні установлених тарифів різних операторів перед здійсненням виклику. Але при застосуванні цього алгоритму не враховуються параметри якості.

Найпоширенішими параметрами оцінки якості являються [3]:

- ASR (Answer Seizure Ratio) – параметр, який визначає якість зв'язку в заданому напрямку через окремий вузол. Даний параметр є статистичним і розраховується як відношення у відсотках кількості успішних викликів до загального числа наборів номерів в заданому напрямку. Задовільним показником вважається значення від 60%. Перевагою являється *вище* значення ASR. Надається провайдерами на початкових етапах, далі може розраховуватися поточне значення організацією послуг зв'язку.;
- ACD (Average Call Duration) – параметр, що визначає середню тривалість виклику в тому чи іншому напрямку та визначається в секундах і аналогічно до попереднього є статистичним. Значення ACD зазвичай обчислюється на основі даних з детальних записів про виклики CDR (Call Detail Record). Даний параметр може використовуватися операторами для оцінки вартості напрямків. Перевагою являється *вище* значення ACD.

Аналогічно до попереднього, значення надається провайдерами, та може розраховуватися поточне значення.

Проте існуючі способи динамічної маршрутизації голосових викликів засновані на аналізі лише одного-двох можливих параметрів, які надаються провайдерами [4]. Такий підхід призводить до того, що відбувається порушення балансу в сторону максимізації якості (збільшується оплата), або зниження вартості (погіршується зв'язок). Такі способи неприйнятні, враховуючи можливість використання різних мереж та провайдерів VoIP телефонії.

Наведені вище труднощі можливо подолати, якщо використати програмне доопрацювання софтверів або АТС шляхом заміни коефіцієнтів пріоритету в таблицях набору. В якості заміни пропонується використовувати функцію, яка включає вищеописані показники якості та вартості шляхом перемноження на певний коефіцієнт важливості (в залежності від вимог та платоспроможності користувачів послуги). [5].

$$Q = (a * ASR + b * ACD + c * ASR_{temp} + d * ACD_{temp}) / cost, \quad (1)$$

де  $a, b, c, d$  – вагові коефіцієнти;  $ASR_{temp}$ ,  $ACD_{temp}$  – параметри ASR та ACD, розраховані за короткий проміжок часу;  $cost$  – значення тарифу в конкретному напрямку.

Тривалість періоду, за який будуть оновлюватися значення  $ASR_{temp}$ ,  $ACD_{temp}$  залежить від інтенсивності навантаження ліній, та трафіку, що передається.

На основі даного коефіцієнта будуть формуватися оптимальні маршрути встановлення VoIP зв'язку. Схема такої системи зображена на рисунку 16.

### **Вимоги до алгоритму вибору маршруту виклику**

Враховуючи всі особливості взаємодії обладнання, для досягнення найкращого результату потрібно дотриматись необхідних умов[6]:

- оскільки тарифікація VoIP трафіка розраховується на основі часу, а не об'єму даних, які передаються, протокол маршрутизації має працювати на відповідному рівні моделі OSI (прикладний);
- складність алгоритму не повинна перевищувати обмежену потужність обчислювальних машин, які входять до системи (наприклад маршрутизатори);
- параметри та вагові коефіцієнти алгоритму повинні мати можливість налаштування для конкретного клієнта, в залежності від його вимог;
- врахування алгоритмом кількості вільних ліній, типу та безпеки з'єднання з оператором;
- наявність в таблиці маршрутизації резервних маршрутів;
- забезпечення моніторингу параметрів, наданих операторами зв'язку на перших етапах, а також своєчасної реакції на погіршення чи припинення послуг;
- забезпечення моніторингу короткосрочних змін.

### **Висновки**

Застосування розглянутого в статті способу вибору оптимального маршруту на основі розрахунку функції  $Q$ , та дотриманням вищеперерахованих вимог дозволить зробити систему маршрутизації більш гнучкою та стійкою до непередбачених ситуацій. Це дасть змогу зменшити

витрати на адміністрування, обслуговування VoIPзв'язку та покращити якість послуг, що надаються користувачам.

#### Література

10. Гольдштейн Б.С. IP-телефония – М.: Радио и связь, 2001. – 336 с.
11. Гольдштейн Б.С. Протокол SIP. Справочник. – СПб.: ВНВ-Санкт-Петербург, 2005. – 456 с.
12. Adam Sharp. Principles of Least Cost Routing (LCR) for Calls – Adam's Home Automation (<http://automation.binarysage.net/?p=472>), 2009.
13. Бондаренко В.М., Бондаренко Н.О. Розширення функціональності CALL-центрzu за рахунок інтегрованого додатку IP-телефонії // Проблеми інформатизації та управління: Зб. наукових праць. – 2010. – Вип. 1(29). – С. 20–23.
14. Соловьев А.В., Бондаренко В.Н. Алгоритм выбора наилучшего маршрута в VoIP сетях: Зб. научных работ. – 2015. – Вып. 2(40). – С. 83–88.
15. Соловьев А.В., Майструк Д.В., Бондаренко В.Н. Обеспечение качества и безопасности VoIP связи путем реорганизации корпоративной TCP/IP сети // Проблемы информатизации и управления: Зб. научных работ. – 2012. – Вып. 4(40). – С. 83–88.

**Автор:** Таран Владислав Володимирович

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Бондаренко В.М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

## РЕАЛИЗАЦІЯ MIPS ЯДРА НА ПЛІС

Бондаренко Ю. А.

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: [ac0rn@yandex.ru](mailto:ac0rn@yandex.ru)

В статье рассмотрены архитектурные особенности MIPS32 и особенности реализации микропроцессорного ядра с полным набором инструкций на ПЛИС с помощью языка Verilog.

This article describes MIPS32 key architectural features and implementation of microprocessor with full instruction set on FPGA with the aid of Verilog.

**Ключевые слова:** MIPS, архитектура, ядро, ПЛИС, САПР, синтез, Verilog.

**Key words:** MIPS, architecture, core, FPGA, CAD, synthesis, Verilog.

### Введение

Процессоры MIPS(MicroprocessorwithoutInterlockedPipelineStages)широко используются как во встраиваемых системах разного назначения, например, маршрутизаторах, шлюзах, игровых консолях (SonyPlayStation 2), так и в учебных целях для изучения компьютерной архитектуры [1]. По университетской программе от ImaginationTechnologies [2] можно получить полноценное ядро MIPS32 microAptiv, которое лицензировано исключительно для некоммерческого использования. Существует также ряд реализаций MIPS ядра, которые находятся в свободном доступе. Такие реализации либо являются достаточно сложными, что ограничивает их практическое применение, либо, наоборот, очень упрощены и могут быть использованы только для учебных целей [3]. Целью данной работы является рассмотрение ключевых особенностей архитектуры MIPS32 и ее аппаратная реализация на ПЛИС с помощью языка Verilog.

### Ключевые особенности архитектуры MIPS32

MIPS – одна из первых RISC архитектур, разработанная в Стэнфордском университете в 1981 году, которая используется до сих пор. Для полного понимания специфики функционирования ядра и его дальнейшей реализации необходимо учитывать особенности его программной и аппаратной архитектуры.

Можно выделить следующие ключевые особенности архитектуры:

- набор команд MIPS32;
- 32-разрядная архитектура;
- 5-ти стадийный конвейер (включена специальная логика Bypass);
- гарвардская архитектура (раздельная память программ и память данных);
- количество регистров общего назначения – 32;
- разрядность регистров общего назначения - 32;
- блок аппаратного умножения и деления (MDU).

Инструкции делятся на 3 основных типа: R (для выполнения операций между содержимым двух регистров), I (для выполнения операций между содержимым регистра и константы), J (операции перехода). Каждая инструкция начинается с 6-битного кода. В дополнение к коду, инструкции R-типа определяют 3 регистра, размер сдвига и функцию; инструкции I-типа определяют 2 регистра и непосредственное значение (immediate); инструкции J-типа дополняются 26-битным адресом перехода [4].

Упрощенная структурная схема ядра MIPS32 представлена на рисунке 1 [4]. Синим цветом выделены блоки, отвечающие за генерацию и распространение сигналов управления (controlpath), а черным – данных (datapath).

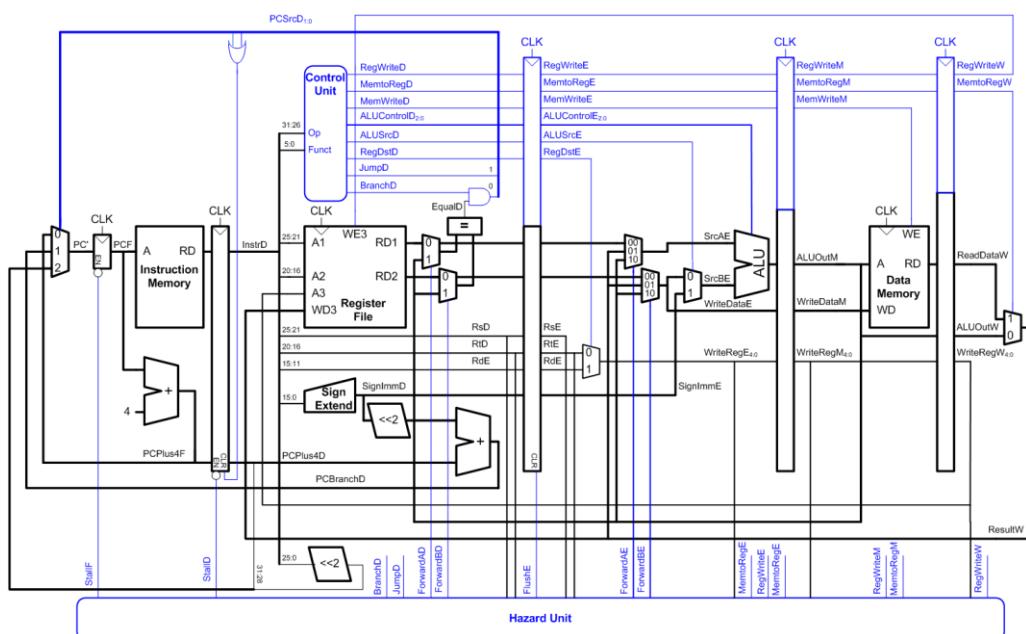


Рис. 1 - Упрощенная структурная схема микропроцессорного ядра

В классической конвейерной реализации можно выделить 5 этапов.

1. **Instructionfetch.** Из счетчика команд (ProgramCounter, PC) извлекается адрес выполняемой команды. Так как команды четырехбайтные, то адрес следующей команды равен PC+4.
2. **Instructiondecode.** Команда поступает на дешифратор в блоке управления, где генерируются управляющие сигналы, а также из регистрового файла извлекаются значения регистров источников.
3. **Execute.** Данные попадают в АЛУ (арифметико-логическое устройство), где выполняются операции с целочисленными типами данных. Тип операции зависит от сигналов управляющего блока.
4. **Memoryaccess.** Инструкции для работы памятью, такие как sw, lw, получают доступ к подключенной SRAM, которую можно адресовать 32 битами.
5. **Writeback.** Данные записываются в регистр-назначение.

В конвейерной реализации процессора могут возникать конфликты (hazards), когда одна из команд зависит от результата другой, еще незавершенной команды. В зависимости от типа конфликта специальный блок разрешения конфликтов (hazardunit) выбирает способ решения проблемы. Это может быть пересылка данных с поздних этапов конвейера в ранние (bypass), приостановка конвейера либо предсказание перехода (для конфликтов управления) [1].

Системный сопроцессор (SystemCo-Processor – CP0) это уникальный модуль для MIPS архитектуры, который ответственен за преобразование адресов из виртуальной памяти в физическую, систему контроля исключений, диагностику ядра, режимы работы (Kernel, User и Debug) и состояние контроллера прерываний [1]. Данный сопроцессор является обязательным к реализации (не указан на структурной схеме).

### **Особенности реализации ядра на ПЛИС с помощью языка Verilog**

При практической реализации микропроцессорного ядра на ПЛИС в среде проектирования Altera Quartus II с помощью языка Verilog были учтены следующие особенности.

В микроархитектуру входят комбинационная и последовательностная логика. Последовательностная логика использовалась для хранения состояния процессора, конвейеризации, а также для реализации регистрового файла и некоторых теневых регистров. С использованием комбинационной логики были реализованы следующие функции: переход состояний, генерация сигналов управления, выполнение вычислений.

В АЛУ реализованы арифметические, логические и сдвиговые операции. При этом для сложения, вычитания, а также операций сравнения был задействован один сумматор, что позволило значительно сократить требуемые ресурсы.

Учитывая особенности организации памяти в ПЛИС, реализация RAM и ROM (память данных и инструкций) была выполнена с помощью функции генерации памяти, встроенной в САПР Quartus II [5].

В качестве генератора тактовых импульсов был использован сигнал с внешнего генератора преобразованный функцией фазовой автоподстройки частоты, которая синтезирована САПРом и реализует необходимую частоту синхронизации [5].

Реализованная на ПЛИС с помощью языка Verilog микроархитектура поддерживает полный набор инструкций, а также обработку исключений и прерываний (системный сопроцессор - CP0), что позволяет эмулировать запуск компилированных программ, написанных на языке высокого уровня. Для компиляции программ на С можно воспользоваться набором утилит для компиляции CodeBench от Mentor Graphics [6], либо Codescape от ImaginationTechnologies [2].

К недостаткам данной реализации можно отнести относительно слабую оптимизацию по ресурсам блока MDU (multiplierdividerunit). Если в ПЛИС нет интегрированного блока аппаратного умножения/деления, его необходимо реализовывать отдельно, с помощью языка Verilog, что существенно снижает максимальную тактовую частоту процессора, так как

аппаратная реализация умножения/деления, с помощью операторов Verilog (\*, /), использует длинную цепочку последовательных логических вентилей, что увеличивает задержку прохождения сигнала. С помощью инструмента TimeQuestTimingAnalyzer в Quartus II была проведена оценка временных параметров двух возможных вариантов реализации блока MDU, которая показала, что максимальная рабочая тактовая частота с синтезированным блоком MDU составляет 4 MHz, а без – примерно 40 MHz.

Полученная реализация микропроцессорного ядра поддерживает полный набор инструкций, а также имеет блок обработки исключений (системный сопроцессор CR0). Данное ядро можно использовать для улучшения понимания особенностей архитектуры, функционирования отдельных частей процессора, получения опыта программирования для встраиваемых систем, а также в качестве аппаратного эмулятора.

В дальнейшем планируется провести оптимизацию всех имеющихся блоков, а также добавить порты ввода/вывода, дополнительный сопроцессор (для выполнения операций с плавающей точкой), и контроллер памяти.

### Выводы

В статье рассмотрены архитектурные особенности микропроцессорного ядра MIPS32 и описаны особенности реализации микропроцессора с полным набором инструкций на ПЛИС в среде проектирования Altera Quartus II с помощью языка Verilog. Реализованное на ПЛИС ядро поддерживает полный набор инструкций, поэтому на нем можно выполнять программы, написанные, например, на С. На данном этапе разработки эту работу можно использовать как аппаратный эмулятор микропроцессора MIPS32. При добавлении в проект интерфейсов ввода-вывода, это ядро можно использовать во встраиваемых системах.

### Литература

1. David A. Patterson. Computer Organization and Design: The Hardware/Software Interface. – Morgan Kaufmann; 3<sup>rd</sup> edition, 2004. – 656 c.
2. Imagination Technologies [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://imgtec.com/> - 18.03.2016.
3. MIPS project [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://opencores.org/project,mips789> – 18.03.2016
4. Harris & Harris. Digital Design and Computer Architecture. – Morgan Kaufmann, 2<sup>nd</sup> edition, 2012 – 712 c.
5. Woods R. FPGA-based implementation of complex signal processing systems. – A John Wiley and Sons, 2008. – 382 c.
6. Dominic Sweetman. See MIPS Run. – Morgan Kaufmann; 2<sup>nd</sup> edition, 2006. – 512c.

**Рекомендовано к публикации:** к.т.н., доц. Кучернюк П.В.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра КЭВА, Киев, Украина

УДК 621.3

## ПОРТАТИВНИЙ ЦИФРОВИЙ ОСЦІЛОГРАФ

О.С. Александров

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [alex12111994@mail.ru](mailto:alex12111994@mail.ru)

**Розроблено портативний цифровий осцилограф для дослідження амплітудно-частотних характеристик сигналів, а також для вимірювань напруги та опору на основі PIC контролера. Даний пристрій має невеликі масо-габаритні параметри, відносно малу ціну (18 \$), а також характеристики вимірювань достатні для застосування радіолюбителями, при роботі з простими схемами, для ремонту або налаштування апаратури. Сигнали виводяться на LCDекран з розширенням 132\*64 точок і розмірами 50\*30 мм. Полоса пропускання 0-1 Мгц, а максимальна входна напруга 80 В. Управління пристроєм виконується за допомогою 3 кнопок. Можливо зафіксувати зображення для дослідження.**

**The portable digital oscilloscope, which is based on PIC microcontroller is proposed. It is intended for measurement of amplitude and frequency characteristics of the signals as well as for measuring voltage and resistance of the elements in the circuit. This device has a small mass and dimensions, small price (18 \$) and the characteristics that are suitable for many radio fans, when dealing with circuits for repairing or adjusting equipment. The signals are displayed on the LCD screen with the resolution of 132\*64 pixels and dimensions of 50\*30 mm. It has bandwidth of 0-1MHz and a maximum input voltage of 80V. Device has simple control, which is implemented using three buttons. The device supports hold mode.**

**Ключові слова:** осцилограф, портативний, цифровий, сигнал, дослідження.

**Keywords:** oscilloscope, portable, digital, signal investigation.

### Вступ

Осцилограф – один з найбільш розповсюдженіх контрольно-вимірювальних приборів, що необхідний практично в будь-якій сфері, що зв’язана з електронікою. Вони використовуються в радіоелектронних лабораторіях, при налаштуванні, ремонті електронно-обчислювальної апаратури, при вивченні та дослідженні параметрів схеми студентами та радіолюбителями [3].

Основна задача осцилографа – спостереження, збереження та аналіз частотних та амплітудних характеристик сигналів. Через збільшення видів задач та розширення функціоналу електронних пристрій, класифікація вимірювальних приборів змінюється. В залежності від наявності або відсутності цифрової обробки виділяють такі основні види осцилографів: аналогові, цифрові, та аналізатори змішаних сигналів [1].

Основними проблемами усіх цих видів є: габарити, висока вартість, додатковий функціонал та інше. Кращим вирішенням буде створення прибору, що відповідає унікальним параметрам.

Для різних цілей обирають осцилографи з певними параметрами. Одним з них є полоса пропускання – діапазон частот, обмежений максимальною частотою, на якій вимірюна амплітуда сигналу зменшується на 3 dB по відношенню до амплітуди сигналу на вході осцилографа. Кількість каналів – кількість входів, по яким можливо подавати сигнали для вимірювань. Частота дискретизації – швидкість з якою осцилограф може оцифровувати вхідний сигнал. Відповідно, чим ця швидкість менша, тим більша вірогідність не виявити швидкі зміни або особливості сигналу, що критично для вимірювання перехідних процесів і однократних сигналів. Об'єм пам'яті прибору, що дозволяє зберігати вимірювані осцилограми і напряму зв'язаний з частотою дискретизації та тривалістю дослідженого сигналу [2].

#### Опис схеми прибору

В даній роботі запропоновано портативний цифровий осцилограф. Основою прибору є мікроконтролер PIC18F14K50, який виконує усі основні функції. Аналогова частина виконана на здвоєному операційному підсилювачі MCP6022 з полосою пропускання 10 МГц та аналоговому комутаторі. Для отримання зміщення сигналу по вертикалі за рахунок додавання або віднімання постійної складової, щоб коректно виставити його відносно нульової лінії, використовується блок генерування широтно-імпульсно модульованого сигналу мікроконтролера з фільтром та формувачем на операційному підсилювачі MCP601. В якості дисплея використаний графічний індикатор RDX0154-GC з роздільною здатністю 132\*64 точки. Живлення схеми виконано від стабілізованого джерела 3,3 В (LM2950-3,3), а управління живленням виконано на двох транзисторах. Оскільки, контролер має USB інтерфейс, в пристрої передбачено можливість передачі на персональний комп'ютер вимірюваних осцилограм сигналів та/або інших параметрів для їх збереження та більш якісного і зручного відображення. Найпростішим варіантом передачі даних являється використання класу комунікаційних пристроїв USB (CDC). При такому підключені пристрій буде видно в системі як звичайний СОМ-порт. Для передачі даних на комп'ютер спочатку відправляється керуючий пакет даних, що повідомляє про те, які саме дані будуть надходити, а після цього йдуть пакети даних з вимірюваними значеннями. Також для зміни налаштувань осцилографа з комп'ютера пересилаються керуючі пакети з заданими параметрами. Структурну схему пристроя наведено на рис.1.

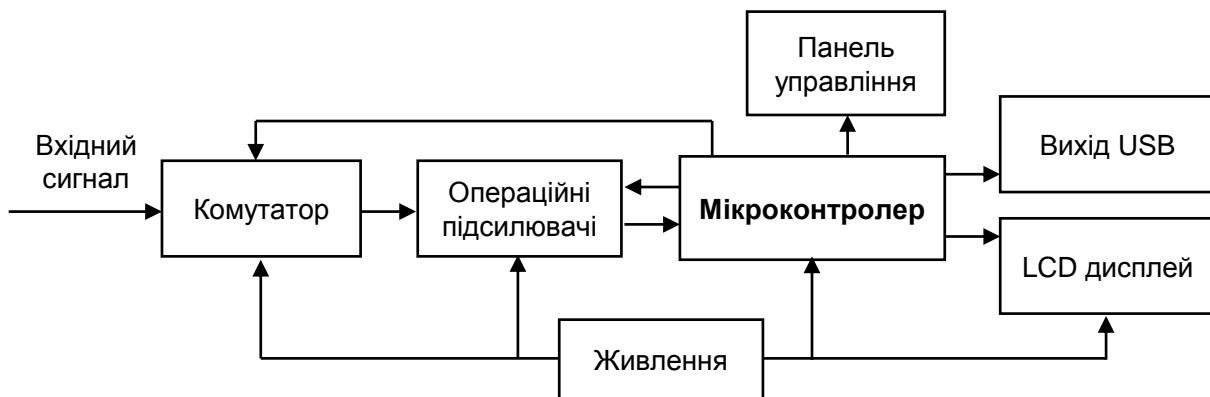


Рис. 1. Структурна схема пристроя

### Характеристики пристрою

Для радіолюбителів, автоелектриків, наладчиків та в інших сферах не завжди потрібні високоточні прибори з великою полосою пропускання, вхідною напругою і головними критеріями вибору є ціна, портативність, простота та зручність. По всіх цих параметрах підходить даний пристрій з наступними характеристиками.

- Габарити 130\*68\*19 мм.
- Дисплей 50\*30 мм, 132\*64 точок, світлодіодне підсвічування.
- Діапазон чутливості 20 мВ/поділка – 10 В/поділка. Похибка не більше 5%.
- Полоса пропускання 0÷1 МГц.
- Діапазон розгорток: 20 мкс/поділка – 5 с/поділка. Похибка не більше 0,1%.
- Вхідна напруга: 20 мВ÷80 В.
- Режим синхронізації: по фронту або спаду, з очікуванням, авто. Регулювання рівня.
- Напруга живлення: 3,6÷6 В від 3 елементів типу AAA.
- Вхідний опір/ємність: 0,5 МОм/30 пФ.

Похибка чутливості осцилографа визначається параметрами аналогово-цифрового перетворювача та операційного підсилювача такими як: розрядність АЦП, похибка коефіцієнта підсилення та нелінійність вхідних підсилювачів та АЦП. Також на результати вимірювань впливає температура навколошнього середовища. Похибка по розгортці визначається сталістю тактування мікроконтролера від кварцевого резонатора та частотою дискретизації АЦП [4, 5].

Слід зазначити, що на ринку існує ряд осцилографів подібного класу. Серед них, найближчим аналогом до розробленого пристрою є осцилограф Dso138 ArmCortex-M3 DIYKit, вартість якого складає 33 \$. Даний пристрій поступається розробленому за наступними характеристиками: в нього більш вузька аналогова смуга пропускання – 0÷200 кГц, нижча максимально допустима вхідна напруга – 50 В, вища напруга живлення – 8÷12 В та більші габарити, в той же час діапазон чутливості Dso138 є дещо вищим за рахунок використання 12-бітного АЦП. Окрім того, розроблений пристрій має перевагу в ціні за рахунок більш дешевої елементної бази. Орієнтовна вартість на його компоненти та виготовлення наведена в табл. 1.

**Таблиця 1. Орієнтовна ціна на компоненти та виготовлення пристрою**

Компонент	Ціна, \$
Дисплей LCD	9
Мікроконтролер	3,26
Мікросхеми (підсилювачі, стабілізатор)	2,7
Резистори	0,36
Конденсатори	0,32
Транзистори	0,04
Діоди	0,02
Роз'єми, тримач для батарей 3*AAA	0,72
Плата та монтаж	1,2

Із таблиці 1 видно, що ціна пристрою становить близько 18 \$, що в 1,83 разів дешевше, ніж вартість існуючого пристрою з подібними характеристиками – Dso138. Окрім того, розроблюваний осцилограф має додаткові функції, такі як вимірювання напруги в діапазоні від -36 до +36 В, та опору до від 0 до 200 кОм.

### Висновки

В даній роботі запропоновано осцилограф, що має невеликі габарити та доступну ціну. Його параметри мають не лише задовольнити потреби радіолюбителів та студентів при дослідженні електричних схем, але й дозволяють використовувати розроблений пристрій для ремонту й настроювання нескладних пристріїв. При цьому, розроблюваний осцилограф відрізняється від найближчого аналога вищими полосою пропускання аналогового сигналу та діапазоном вимірюваних напруг, меншими напругою живлення, габаритами та ціною, що забезпечується підбором відповідної елементної бази.

### Література

1. Види та типи осцилографів [Електронний ресурс]. – Режим доступу:  
<http://inkotel.com.ua/articles/view/vidy-i-tipy-oscillografov-ih-naznachenie-i-primenenie>
2. Порівняння та вибір цифрового осцилографа [Електронний ресурс]. – Режим доступу:<http://inkotel.com.ua/articles/view/sravnenie-i-vybor-cifrovogo-oscillografa>
3. Аналітичний огляд сучасних цифрових осцилографів [Електронний ресурс]. – Режим доступу:<http://www.labfor.ru/articles/dip/1>
4. Контролер PIC18F14K50[Електронний ресурс]. – Режим доступу::  
<http://www.microchip.com/wwwproducts/en/PIC18F14K50>
5. Операційний підсилювач MCP6022 [Електронний ресурс]. – Режим доступу:  
<http://www.futurlec.com/SFMicrochip/MCP6022.shtml>

**Рекомендовано до публікації:** ст. в., к. т. н. Варфоломеєв А. Ю.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

# ЦИФРОВОЙ ВОЛЬТМЕТР НА МИКРОКОНТРОЛЛЕРЕ AVR

Е.А.Рыбченко.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail:e5424437@gmail.com

В статье рассмотрено проектирование одной из составной частей многофункционального цифрового измерительного прибора на базе микроконтроллера семейства AVRAtmega8. Данный прибор может применяться для измерения ВАХ приборов и схем. К его основным достоинствам можно отнести: дешевизну продукта, простота использования, заменимостью МК надругие семейства с минимальными изменениями исполнения кода.

The article examined architecturally designed one of the integral parts of the multifunctional digital measuring device based microcontroller family AVR Atmega8. This device can be applied to measure the current-voltage characteristics of devices and circuits . Its main advantages include : low cost of the product , ease of use , interchangeability microns to other families with a minimum of executable code changes.

**Ключевые слова:** вольтметр, микроконтроллеры, АЦП.

**Key words :** *voltage meter , microcontroller , ADC.*

## Вступление

В современных микроконтроллерах идет жесткое распределение на «внутренний» и «внешний» мир. К «внутреннему» миру относится память (как правило несколько и разных видов) АЛУ, РОН. К «внешнему» миру МК относится вся его периферия (таймеры, АЦП-ЦАП, ШИМ, SPI и т. д.). Вся эта периферия позволяет управлять датчиками и приборами подключаемыми к МК. К примеру, светодиод подключенный к АЦП при изменении освещения вызывает прерывание которое подает воду в кране, или включает свет, а может и включает газ в конфорке. Принципиальная схема МК семейства AVR представлена на рис.1[1,3].

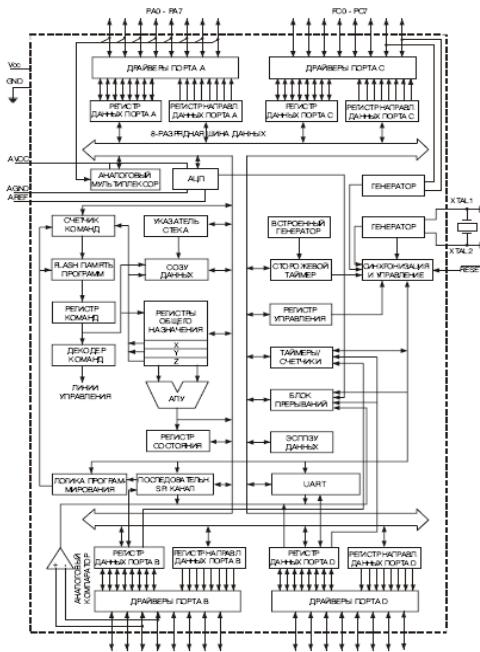


Рис 1. Схема RISCAVR MK 8535

### Аналого – цифровое преобразование

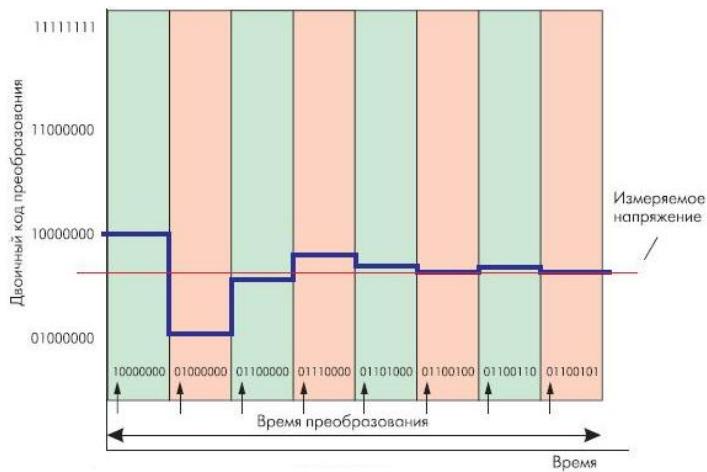
Одним из важнейших периферийных устройств МК является АЦП и ЦАП. В различных архитектурах они различаются как по способу действия, так и по разрядности. Аналого-цифровое преобразование – это процесс преобразования входной физической величины в ее числовое представление. Аналого-цифровой преобразователь – устройство, выполняющее такое преобразование. В принципе, входной величиной АЦП может быть любая физическая величина – напряжение, ток, сопротивление, емкость, частота следования импульсов, угол поворота вала и т.п. Однако, для определенности, в дальнейшем под АЦП мы будем понимать исключительно преобразователи напряжение–код.

Среди основных характеристик АЦП различают:

1. Входной динамический диапазон ( $U_{\max} - U_{\min}$ ).
2. Разрядность –  $n$ .
3. Разрешающая способность –  $\Delta U$ .
4. Время измерения.

Также имеется различие между АЦП по типу: *последовательного, параллельного, сигма-дельта АЦП, конвейерные, комбинированные* [3].

В микроконтроллерах семейства AVR используется АЦП последовательного преобразования (рис. 2). Данное преобразование позволяет получить результат за  $n$  тактов (где  $n$ -разрядность АЦП) с точностью  $\pm 2$  LSB младшие значимые биты). Схема работы представлена АЦП последовательного приближения на рис.2 [1].



**Рис 2. Схема АЦП в архитектуре AVR.**

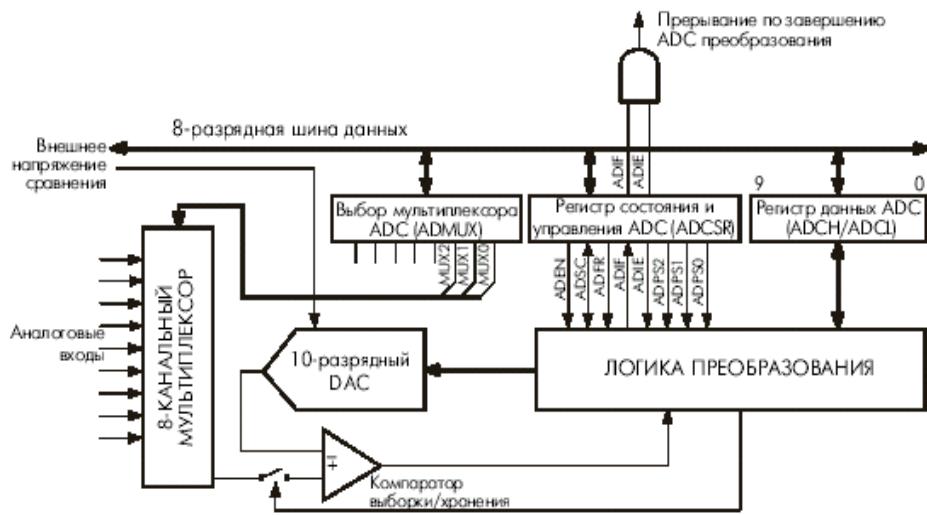


Рис.3. Пример работы АЦП последовательного приближения.

#### Структурная схема цифрового вольтметра

Для примера возьмем составную часть мультиметра – цифровой вольтметр. Для реализации цифрового вольтметра на базе Atmega8 достаточно один из портов АЦП (как правило это порт C0-C7) подключить к делителю напряжения один из концов которого закорочен на землю, а второй на считывание сигнала. Делитель напряжения подбирается таким образом, чтобы значение на порту при максимальном измеряемом диапазоне не превышало опорного напряжения UREF. Структурная схема устройства приведена на рисунке 4.

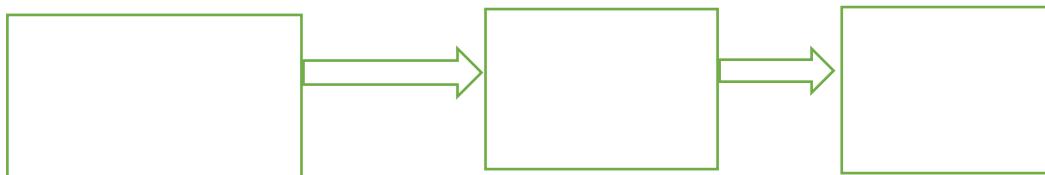


Рис.4. Структурная схема устройства

#### Электрическая – принципиальная схема цифрового вольтметра

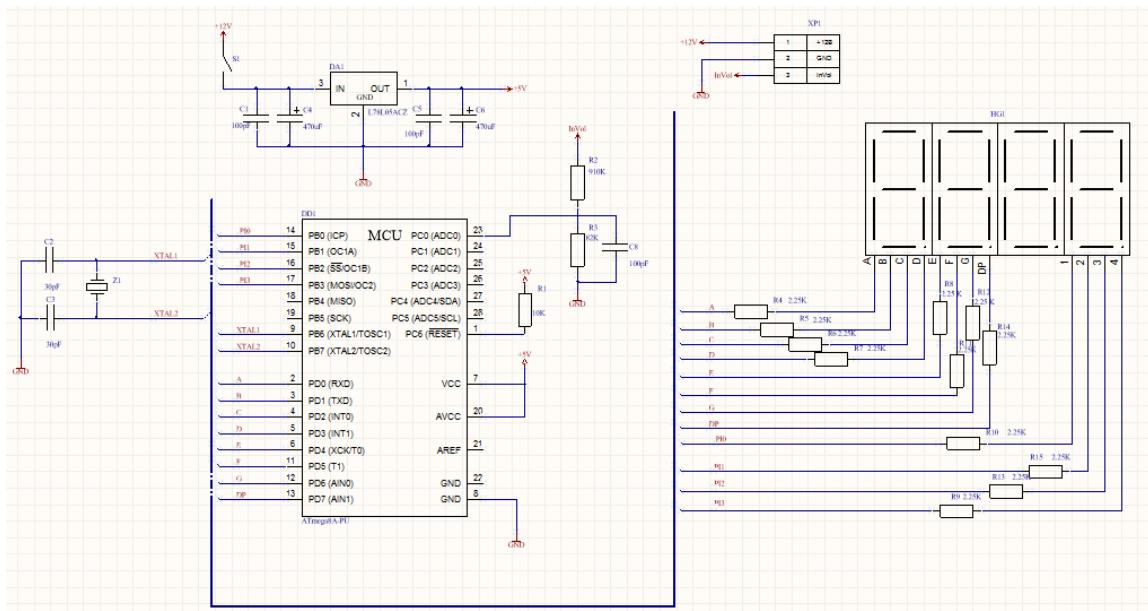


Рис.5. Электрическая – принципиальная схема цифрового вольтметра.

**DA1 (L78L05ACZ)** –стабилизатор напряжения. Нужен для стабилизации АС сигнала для входа питания VCC.

**R2, R3** – делитель напряжения на входе АЦП.

**R4 – R15** – ограничительные резисторы на входе индикатора.

## Симуляция работы цифрового вольтметра

Далее все зависит от разрядности АЦП. Ведь чем больше разрядов, тем выше точность. К примеру, вольтметр в диапазоне от 0-30 V для 10 разрядного АЦП имел бы цену разряда  $30000[\text{mV}]/1023=29,3 \text{ mV}$ . Желательно для повышения точности измерений усреднять несколько измерений АЦП и только потом заниматься обработкой полученного сигнала. На рис.5 показан результат моделирования вольтметра в среде Proteus 7.

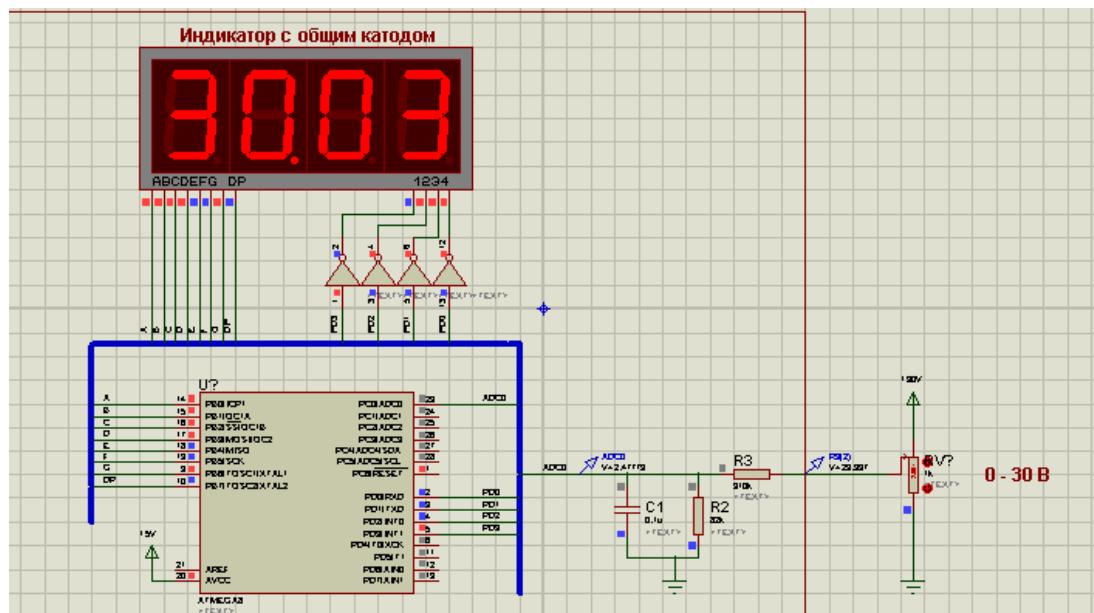


Рис.6. Проверка работоспособности устройства в среде Proteus 7

Под обработкой полученного сигнала подразумевается программа на С или Assembler для МК данной архитектуры, которая будет переводить считанный сигнал в BCD код и выводить на индикатор(ы). Схема работы показана рис.4.

Также считается хорошим тоном не делать регулярный опрос периферии МК, а опрашивать ее по прерываниям. [2]

## **Выводы**

Для улучшения данного проекта и повышения работоспособности данного измерительного прибора можно использовать другие каналы АЦП, изменить связь для других приборов, добавить переключатели, подключенные к связям, добавить подпрограммы обработчиков событий для данных измерений.

**Література**

1. Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт по курсу "Електро- обчислювальні прилади і системи" для студентів спеціальності 8.091001 "Виробництво електронних засобів" / Уклад. П. Г. Мережаний, О. І. Бабишкін , О. М. Лисенко — К.: 2008. — 53 с.
2. Баранов В.И. Применение микроконтроллеров AVR: схемы, алгоритмы, программы. - М.: Додека, 2006. - 210 с.
3. AVR 8-Bit RISC Microcontrollers. Data Book. August 1999.

**Рекомендовано к публікации:** К.Т.Н., доц. Корнев В.П.

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна.

**КОНТРОЛЕР ДЛЯ СИСТЕМИ БЕЗ ПРИВОДІВ НА ПРИКЛАДІ МОДЕЛІ АКРОБОТ**

В.Я. Харук

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [jlabpih@ukr.net](mailto:jlabpih@ukr.net)

**В даній статті розглянуто систему без приводів (СБП) на прикладі моделі Акроробот та спосіб її керування. Запропоновано принцип побудови контролера Акроробота з урахуванням його реалізації на мікропроцесорних засобах.**

**This paper describes the underactuated system by example of Acrobot model and its control methods. We proposed the principle of designing of Acrobot controller including its realization on microprocessors.**

**Ключові слова:** система без приводів, рівняння руху, контролер зворотного зв'язку, маятник.

**Key words:** *underactuated system, equation of movement, feedback controller, pendulum.*

**Вступ**

Відомо, що такі поняття як система без приводів (СБП), вектори її стану та впливу широко використовуються у робототехніці і теорії керування при дослідженнях систем із обмеженою кількістю траєкторій, якими робот може досягнути заданої точки [1]. Особливістю СБП є те, що розмір вектору впливу завжди менший вектору її стану, тобто в такій системі неможливо керувати кожним станом системи безпосередньо. Але навіть в такому випадку СБП може залишатися контролюваною за рахунок впливу інших сил, що виникають в процесі руху робота та впливають на стан системи.

Моделі СБП використовуються для опису руху маніпуляторів із обмеженою кількістю приводів, які дозволяють економити ресурси та енергозатрати. При цьому найбільшою проблемою сучасних підходів є саме витрати енергії для управління кожним приводом робота. Класичні методи управління роботом полягають у постійному стримуванні енергії, яка набувається тілом маніпулятора під час його переміщення, коли можна було б її використати для продовження руху. Тому є сенс розглянути альтернативні моделі, які враховують дані сили для можливості економії надлишкової енергії та її подальшого використання.

Метою даної роботи є аналіз можливості створення для СБП контролера на мікропроцесорних засобах із обмеженою кількістю ресурсів на прикладі моделі Акроробота [2].

**Опис моделі Акроробота**

Модель Акроробота являє собою маніпулятор, що складається із двох стержнів лише із одним приводом між ними. Нижче на рис. 1 показано схему Акроробота [3].

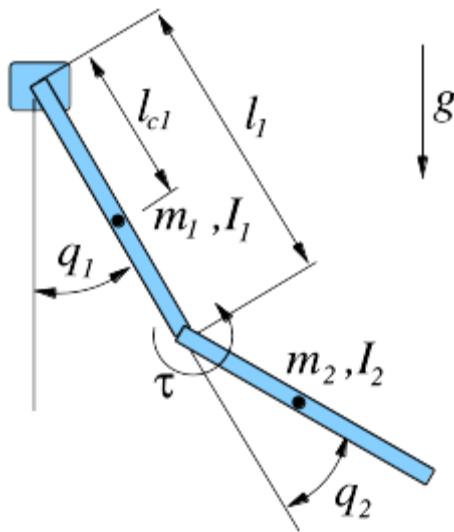


Рис. 1. Схема Акроробота [3]:

де  $I_1, I_2$  — моменти інерції у вузлах,  $m_1, m_2$  — маси стержнів,  $l_1, l_2$  - довжини стержнів,  $l_{c1}$  - довжина до центру мас першого стержня,  $q_1, q_2$  — відносні кути стержнів,  $\tau$  — сила приводу,  $g = 9.8 \text{ м/с}^2$  — прискорення вільного падіння.

Стан системи:  $q = [\theta_1 \quad \theta_2]^T$ , де  $\theta_1$  — кут вузла із опорою,  $\theta_2$  — кут вузла між стержнями. Вплив на систему:  $u = [\tau_1 \tau_2]^T$ , де  $\tau_1$  — сила, що прикладається до вузла, який біля опори,  $\tau_2$  — сила для вузла, який знаходиться між стержнями.

Для виведення формул руху необхідно визначити кінетичну та потенційну енергії моделі, як представляє собою подвійний маятник. Похідні шукають із використанням Лагранжіана. Результатуюча формула для опису руху маніпулятора наведена нижче[3]:

$$H(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = B(q)u,$$

$$\text{де } H(q) = \begin{bmatrix} I_1 + I_2 + m_2 l_1^2 + 2m_2 l_1 l_{c2} c_2 & I_2 + m_2 l_1 l_{c2} c_2 \\ I_2 + m_2 l_1 l_{c2} c_2 & I_2 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix};$$

$$C(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} -2m_2 l_1 l_{c2} s_2 \dot{q}_2 & -m_2 l_1 l_{c2} s_2 \dot{q}_2 \\ m_2 l_1 l_{c2} s_2 \dot{q}_1 & 0 \end{bmatrix};$$

$$G(q) = \begin{bmatrix} m_1 g l_{c1} s_1 + m_2 g (l_1 s_1 + l_{c2} s_{1+2}) \\ m_2 g l_{c2} s_{1+2} \end{bmatrix};$$

$$c_1 = \cos(\theta_1), c_2 = \cos(\theta_2), s_1 = \sin(\theta_1), s_2 = \sin(\theta_2), s_{1+2} = \sin(\theta_1 + \theta_2).$$

#### Принцип побудови контролера для СБП

Найбільшою проблемою Акроробота є зберігання системи у нестабільній точці. Для такої моделі такою точкою є стан системи  $q = [\pi \quad 0]$ , коли Акроробот балансує у вертикальній

позиції, що зрозуміло інтуїтивно. Класичні підходи для створення такого контролера зворотного зв'язку не підходять, оскільки рівняння руху є диференційованим, а матриця  $B$  не є симетричною і розв'язати дане рівняння аналітичним методом неможливо.

Для даного типу задач використовують «підкидаючий» контролер [4]. Його завдання полягає в тому, щоб із будь-якого початкового стану за кінцевий проміжок часу Акробот досягнув нестабільної точки. Виходячи із рівнянь руху, говорять про існування такої орбіти (що називається гомоклінічною), яка проходить через нестабільну точку. Таким чином, завданням контролера є надати системі достатньої енергії для переходу на гомоклінічну орбіту, що дозволить моделі досягти нестабільної точки:

$$E(x) = \frac{1}{2} q^T H \dot{q} + U(x)$$

$$E_d = U(\dot{x})$$

$$\bar{E}(x) = E(x) - E_d$$

де  $U(x) = -m_1 g l_{c1} c_1 - m_2 g (l_1 c_1 + l_{c2} c_{1+2})$  - потенційна енергія Акроробота;

$E_d$  - енергія, яка відповідає гомоклінічній орбіті.

Оскільки вона проходить через нестабільну точку, то її можна визначити як потенційну енергію системи в точці  $\dot{x} = [\pi \quad 0]$ . Щоб досягнути необхідної орбіти необхідно, щоб  $\bar{E}(x) \rightarrow 0$ . Також даний контролер доповнюють додатковим контролером часткового зворотного зв'язку, що дозволяє спростити опис рівняння руху:

$$\ddot{q}_2^d = -k_1 \dot{q}_2 - k_2 q_2 + \bar{u}$$

Знайшовши похідну  $\dot{\bar{E}}(x) = \dot{E}(x) = \dot{H} \dot{q} + \dot{U}(x)$  і застосувавши контролер часткового зворотного зв'язку, маємо:

$$\bar{u} = \dot{q}_1 \bar{E},$$

звідки  $\ddot{q}_2^d = -k_1 \dot{q}_2 - k_2 q_2 + k_3 \dot{q}_1 \bar{E}$  - контролер моделі

$k_1, k_2, k_3$  — деякі коефіцієнти, які підбираються протягом симулляції для контролю впливу параметрів на систему. Якщо підставити всі змінні, контролер моделі буде містити в собі косинуси трьохкутів, час обчислення яких некритичний. А пошук похідної можна виконати за формулою  $\dot{q} = \frac{q - q^{(1)}}{t_{\text{дискретизації}}}$ , де  $q^{(1)}$  — попереднє значення стану системи  $q$ .

Даний контролер гарантує лише досягнення нестабільної точки, але не зберігання системи у даній точці, тому в околі такої точки перетворюють рівняння руху в лінійне і використовують класичні контролери зворотного зв'язку, наприклад LQR:  $\dot{u} = u_0 - k(x - x_0)$ , де  $u_0$  — попереднє значення контролюючих входів,  $x_0$  - стан системи, до якого прямують,  $k$ - визначається за рівнянням Рікатті, для розв'язання якого існують добре перевірені

засоби.

### Приклади інших моделей

До СПБ також відносять[3]:пендуботи, маятники із інерційним колесом, вертикальні маятники із горизонтальним обертанням, корабель на повітряних подушках та ноги роботів.

Для них аналогічно розглянутому вище формулюється задача і проектуються відповідні контролери.

Найбільш цікавою і складною залишається проблема побудови моделі та відповідного контролера для ніг робота. У класичних підходах складність полягає у правильному співвідношенні маси ноги і кількості приводів. Для СПБ залишається складним забезпечення стабільності пересування робота на ногах.

### Висновки

Проаналізовано особливості системи без приводів та запропоновано на прикладі моделі Акроробота принцип побудови контролера такої системи. Перевагою даного підходу є простота реалізації технічного рішення контролера та економія енергозатрат за рахунок використання інертних сил при керуванні маніпулятором.

В подальшому планується застосувати розглянутий в роботі підхід при проектуванні контролера ніг для робота та вирішенні завдання забезпечення його стабільності.

### Література

1. Режим доступу: <https://en.wikipedia.org/wiki/Underactuation>
2. Richard M. Murray and John Hauser. A case study in approximate linearization: The acrobot example, April 1991 — 1-3p.
3. Russ Tedrake. Underactuated Robotics. Algorithms for walking, running, swimming, flying and manipulation, Ch 3.1, режим доступу <http://underactuated.csail.mit.edu/underactuated.html?chapter=3>
4. Mark W. Spong. Energy based control of a class of underactuated mechanical systems // In *Proceedings of the 1996 IFAC World Congress*, 1996. – 3p.

**Рекомендовано до публікації:** д.т.н., професор Лисенко О. М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 621.3

## ЭЛЕКТРОННЫЙ МОДУЛЬ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭКГ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ УЧЕБНОЙ ЛАБОРАТОРИИ

Д.А. Орлов

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: [dima.pyh@gmail.com](mailto:dima.pyh@gmail.com)

**В статье рассмотрено концептуальное устройство для снятия данных с датчиков ЭКГ. Предложена его структура и компоненты.**

**The article describes conceptual device for reading data from an ECG sensors. Its structure and components have been provided.**

**Ключевые слова:** ЭКГ, датчик, цифровая лаборатория.

**Key words:** ECG, sensor, digital laboratory.

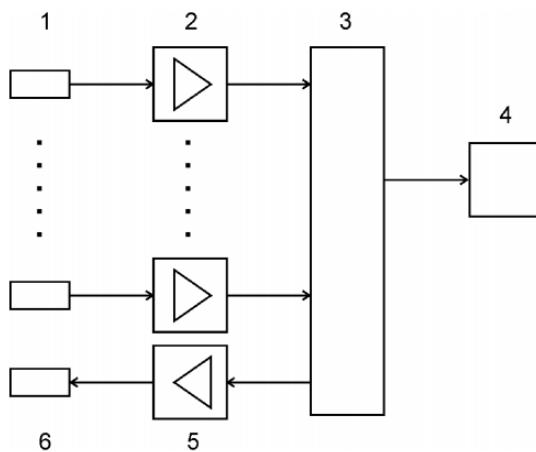
### Введение

Современные требования к подготовке специалистов вузами Украины, повышение конкурентоспособности выпускников на рынке труда создают настоятельную потребность в лабораторном обеспечении учебного процесса. Поэтому задача создания цифровых электронных лабораторий отечественного производства и внедрение их в учебный процесс является актуальной и важной.

### Принцип работы ЭКГ

Современная функциональная диагностика включает разные виды исследований. Наиболее распространенным и доступным методом исследования является электрокардиография, используемая в основном в кардиологии.

Электрокардиограмма (ЭКГ) – это запись колебаний разности потенциалов, возникающих на поверхности возбужденной ткани или окружающей сердце проводящей среды при распространении волн возбуждения по сердцу. Запись ЭКГ производится с помощью электрокардиографов. Электрокардиографы позволяют осуществить как одноканальную, так и многоканальную запись ЭКГ (рис.1). Потенциалы снимаются электродами 1, поступают на усилители 2 и коммутаторы 3, где они складываются и вычитываются в соответствии с определенной схемой съема. После этого кардиосигнал поступает на устройство отображения 4. Для создания «заземляющего» потенциала используют специальный усилитель референтного сигнала 5, электрод 6 которого закрепляют, например, на правой ноге пациента. Измерения разности потенциалов на поверхности тела, возникающие во время работы сердца, фиксируют с помощью различных систем отведений ЭКГ. Каждое отведение регистрирует разность потенциалов, существующую между двумя определенными точками электрического поля сердца, в которых установлены электроды.

**Рис. 1. Структура многоканального кардиографа**

Измерения разности потенциалов на поверхности тела, возникающие во время работы сердца, фиксируют с помощью различных систем отведений ЭКГ. Каждое отведение регистрирует разность потенциалов, существующую между двумя определенными точками электрического поля сердца, в которых установлены электроды [1].

#### **Использование датчика снятия ЭКГ в цифровой учебной лаборатории (ЦУЛ)**

В настоящее время разработана цифровая учебная лаборатория [2, 3], которая представляет собой программно-аппаратно-методический комплекс в составе: набор датчиков физических величин (16 шт.), устройство сбора и обработки информации (далее – даталоггер), компьютер с предустановленным программным обеспечением DOSLID, разработанный на основе платформы LabView и методическое обеспечение (табл. 1).

Таблица 1. Составляющие ЦУЛ для исследования ЭКГ

Электроды	Модуль аналоговой обработки на AD8232	Даталоггер на МП Intel Curie (Genuino101)	Компьютер +ПО	Методическое обеспечение
Клеящиеся «мокрые»	Нормирование и усиление сигнала, подавление синфазных помех с электродов RA LA	АЦП	Компьютер или сервер	Руководство к проведению лабораторной работы
Сухие контактные	аналоговая фильтрация	Идентификация датчика	ПО “DOSLID” ЦУЛ на платформе LabView	Образец протокола
Емкостные	Выработка опорного потенциала для электрода RL	Питание датчика и подача опорного напряжения		Datasheets на микросхемы
Встроенные в одежду	Элемент идентификации	USB и Bluetooth интерфейс с компьютером		

Предлагается разработать набор новых датчиков для лабораторных работ по биомедицинской инженерии и электронике, в частности датчик ЭКГ, пульсоксиметрии, дыхания и др.

Настоящая статья описывает разработку электронного модуля датчика ЭКГ и устройства сбора и обработки информации (далее – даталоггера) на современной элементной базе с возможностью работы по технологии IoT (Internet of Things – Интернет-вещей).

Кроме того, было доработано программное обеспечение DOSLID для работы с датчиком ЭКГ. Под датчиком ЭКГ подразумевается модуль аналоговой обработки электрокардиографических сигналов с подключенными электродами. Поскольку лабораторная работа предназначена для студентов специальностей (специализаций) «Биомедицинская инженерия» и «Биомедицинская электроника» предполагается возможность как изменения в компонентах (например, тип электродов), так и обработки сигналов. В качестве интерфейса к электродам перед даталоггером использована микросхема AD8232 фирмы ADI (Analog Devices, Inc.), которая представляет собой интегрированный блок формирования сигнала для ЭКГ и других приложений для измерения биопотенциалов. Она предназначена для получения, усиления и фильтрации малых биопотенциалов в присутствии шумов, таких, как те, которые создаются при обнаружении движения пациента или удаленном размещении электродов [4]. В AD8232 можно реализовать фильтр верхних частот для устранения артефактов движения и генерировать потенциал третьего электрода LR. Этот фильтр тесно связан с измерительной архитектурой усилителя, чтобы позволяет обеспечить как большой коэффициент усиления, так и фильтрацию верхних частот в одном каскаде. Операционный усилитель в AD8232 позволяет также создать фильтр нижних частот третьего порядка, чтобы подавить дополнительный шум и помехи. Пользователь может выбрать частоту среза всех фильтров для реализации различных типов приложений, что важно при обучении будущих конструкторов медицинских приборов. Для того, чтобы улучшить подавление синфазных помех от электросети и других нежелательных помех, AD8232 включает в себя усилитель для создания управляющего потенциала электрода, прикладываемого к правой ноге (LR).

Разработанный даталоггер построен на основе System-on-Chip (SoC— системы на кристалле) Intel Curie [5]— нового аппаратного средства на базе однокристальной системы Intel Quark SE [6], которая была создана компанией специально для носимых устройств. В ней содержится АЦП, микропроцессор, цифровой сигнальный процессор (ЦСП), нейронная сеть на 128 узлов, Bluetooth-приемопередатчик с низким энергопотреблением, схема зарядки и контроля аккумулятора. Для прототипирования использована плата GENUINO-101 [7], содержащая SoC Intel Curie, вспомогательные цепи и компоненты. На основе ЦСП строятся цифровые фильтры для дополнительной фильтрации сигналов, которые имеют возможность перестраиваться, что также важно при обучении правильному построению медицинской аппаратуры. Такие встроенные аппаратные опции, как нейронная сеть и беспроводный Bluetooth-интерфейс позволяют в будущем использовать предложенные решения для построения беспроводных сенсорных сетей (WSN) по технологии IoT.

### Выводы

В данной статье рассмотрен современный электронный модуль исследования ЭКГ в составе цифровой учебной лаборатории. Проанализированы методы снятия ЭКГ и обоснован выбор современной элементной базы для реализации модуля в соответствии с представленной структурой. В частности, предложено использование интегрированных решений на основе интегральной микросхемы AD8232 фирмы AD в качестве блока формирования сигнала для ЭКГ и других приложений при измерения биопотенциалов и SoC Intel Curie для построения даталоггера.

В дальнейшем планируется использовать этот модуль в лабораториях для обучения студентов специальностей «Биомедицинская инженерия» и специализации «Физическая и биомедицинская электроника» специальности «Микро- и наносистемная техника» .

### Литература

1. Останин С.А. LabVIEW в биомедицине. - Барнаул, 2009, С. 3-15.
2. Y.I. Yakimenko, O. V. Bogdan, M. B. Gumen, V. Y. Zhuikov, A. T. Orlov, V. M. Spivak Digital Electronic Laboratory Based on Functional Sensor Modules for Teaching of Engineering, Natural and Biomedical Sciences Proceedings of the XXXII International Scientific Conference ELNANO'2012, Р. 127-128.
3. Звіт про НДР за держзамовленням № ДЗ/472-2011 “Електронна цифрова лабораторія для викладання науково-природничих та біомедичних дисциплін в навчальних закладах І-ІV рівнів акредитації”. УДК 621.317.2. Держ. реєстраційний №0111U008786. Держ. обліковий №0213U003400. – К.: УкрІНТЕІ, 2012. – 246 с.
4. AD8232 Datasheet, режим доступа: <http://www.analog.com/ru/products/application-specific/medical/ecg/ad8232.html>
5. Intel Curie Info, режим доступа: <http://www.intel.com/content/www/us/en/wearables/wearable-soc.html>
6. Intel Quark info, режим доступа: <http://www.intel.com/content/www/us/en/embedded/products/quark/mcu/se-soc/quark-se-soc-product-brief.html>
7. GENUINO-101 Info, режим доступа: <http://www.intel.ru/content/www/ru/ru/do-it-yourself/genuino-101.html>

**Рекомендовано к публикации:** к.т.н., доц. Корнев В.П.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра КЭВА, Киев, Украина

УДК 621.3

### Система дослідження та обробки зображень на сітківці ока

О.О. Михняк

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [oleksii\\_m@ukr.net](mailto:oleksii_m@ukr.net)

**В даній роботі описується система дослідження та обробки зображень на сітківці ока, яка реалізована за допомогою інтегрованого середовища розробки програмного забезпечення Microsoft VisualStudio на мові програмування C#, та її апаратна частина.**

**This paper describes the system of research and imaging on the retina, which is implemented through an integrated software development environment for Microsoft Visual Studio C # programming language and its hardware.**

**Ключові слова:** офтальмологія, діагностика, обробка зображень, C#.

**Key words:** ophthalmology, diagnostics, imaging, C#.

#### Вступ

На сьогоднішній день, в умовах стрімкого науково-технічного прогресу збільшується час використання різноманітних гаджетів (смартфонів, планшетів, ноутбуків та інше), що негативно впливає на зір людини. Стан офтальмології в Україні викликає серйозне занепокоєння. Якісні офтальмологічні клініки розташовані лише у великих містах України та зазвичай належать приватним особам. Це пов'язано з великою вартістю офтальмологічного обладнання з не зацікавленістю населення регулярного відвідування лікаря-офтальмолога. За статистикою найчастіше відбувається візит до лікаря-офтальмолога через погіршення зору. Тобто післянаслідків хвороби, а не для її профілактики.

Для проведення якісної діагностики бажано мати зображення на сітківці достатньо яскраве і контрастне з високою роздільнюю здатністю. Враховуючи ту обставину, що зазвичай сітківка поглинає майже 95% опромінення, що досягає її поверхні, якісне зображення досяжне за умови значної дози оптичного опромінення або зіниці ока, наприклад, методом рейтрейсингового сканування, [2] або з використанням методів непрямого освітлення очного дна через склеру та шкіру, прилеглу до склери. [3]

Для проведення якісного дослідження необхідно враховувати ряд обставин. Внаслідок рефлекторної акомодації ока на подразнення світлом бажано обмежувати процедуру опромінення часом, що не перевищує 0,25 – 0,3 секунди. Проте цього часу не завжди вистачає для фіксації якісного зображення, оскільки відбитий від сітківки слабкий світловий потік потребує тривалої експозиції. Тому сучасні офтальмоскопи комплектують якісними швидкісними фото та відеокамерами з високою роздільнюю здатністю. Це значно підвищує вартість офтальмологічного діагностичного обладнання.

Метою даної роботи є розроблення програми по дослідженню та обробці зображення на сітківці ока, яка дозволить проводити аналіз очного дна в офтальмології.

Для досягнення мети, використовуються відомі методи по обробці зображенню. Для створення програми по обробці зображення на сітківці ока, було використано інтегроване середовище розробки програмного забезпечення Microsoft VisualStudio. Яке дозволяє вести розробку на різних мовах програмування (C++, C#, VisualBasic, VisualC, F# та інші). Було обрано мову програмування C#, оскільки вона найновіша, постійно обновляється та є досвід у її використанні.

### **Дослідження та обробка зображень на сітківці ока**

Оскільки більшість програмного забезпечення, яке використовується в офтальмології, розраховане на отримання якісного зображення та в подальшому його аналізу допомогою офтальмологічного обладнання, то це призводить до надмірної вартості такого обладнання.

Продуктивним є метод, згідно якого зображення очного дна, яке не відповідає найвищим стандартам якості, може бути оброблене за допомогою спеціальних комп'ютерних програм з метою отримання інформації про стан відповідних структур ока. Подібні методи використовують, зокрема, у рентгенодіагностиці, знижуючи таким чином дозу опромінення пацієнта.

Тобто, прямими аналогами програм по обробці зображень. Але вони не пропонують сервісу (бази даних) взаємодії лікаря та пацієнта. Також мають "зайвий", а іноді й не достатній функціонал. Основні переваги програм, що представлена у цій роботі, над стандартними програмами по обробці зображення:

- програма має декілька стандартних наборів фільтрів (функцій), що охоплює різноманітні випадки;
- програма підтримує кросплатформеність, відсутні незручності при використанні різних операційних систем користувачем (лікарем) або пацієнтом;
- програма підтримує роботу з базами-даних (сервісом) для взаємодії лікаря та пацієнта, не прив'язує пацієнта до конкретних офтальмологічних клінік;
- програма має інтуїтивно зрозумілий інтерфейс користувача;
- програма надається можливість обробляти не тільки зображення, але й відео файли;
- до складу програми легко інтегрується додаткове апаратне забезпечення, яке доповнює можливості програми. В апаратній частині використовуються спеціальні методи підсвітки очного дна, що значно збільшує якість зображень та їх інформаційну цінність.



**Рис. 1. Інтерфейс користувача (лікаря-офтальмолога). Зовнішній вигляд програми**

Цифрові фільтри для обробки зображення реалізовані на основі матриці згортки. В теорії лінійних систем згортка використовується для опису зв'язку між трьома сигналами: вхідним сигналом, імпульсною характеристикою і вихідним сигналом.

Варто згадати пропроблему граничних умов (актуальна для всіх матричних фільтрів). У верхнього лівого пікселя не існує «сусіда» отже, там немає на що множити коефіцієнт матриці.



Рис. 2. Граничні умови, для лівого пікселя

Існує кілька рішення цієї проблеми:

1. Застосування фільтру, тільки до «вікна» зображення. Тобто якщо, для пікселя не вистачає коефіцієнтів матриці, то не обробляти його. Це не найкращий спосіб, так як фільтр не застосовується до всього зображення. Якість при цьому досить сильно страждає, для фільтрів великих розмірів.



Рис. 3. Перший спосіб вирішення проблеми граничних умов

2. Інший метод полягає в створенні проміжного зображення. В центр проміжного зображення копіюється вхідне зображення, а з краю заповнюються крайніми пікселями зображення. Заповнення відбувається, до тих пір, доки для всіх пікселів центрального зображення не знайдеться матриці коефіцієнтів.

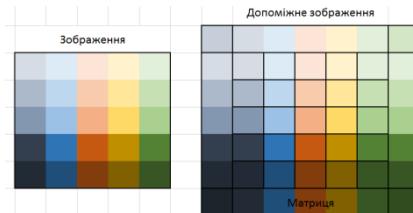


Рис. 4. Другий спосіб вирішення проблеми граничних умов

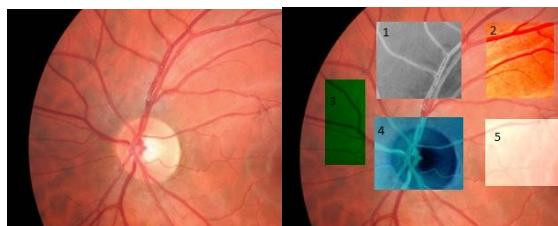
Даний метод не має недоліків в якості (саме він використовується в програмі), але необхідно проводити додаткові обчислення.

В програмі були реалізовані наступні фільтри:

- медіанний фільтр, для зменшення шуму (згладжування зображення);
- просторовий фільтр підвищує різкість (на основі похідних);
- фільтр адаптивного поліпшення контрасту;
- фільтр накладання (перемноження) зображень;

- фільтр підвищення якості зображення (на основі локальних статистик);
- фільтр псевдо об'єму (на основі методу Гауса);
- фільтр ерозії та нарощування (в результаті нарощування відбувається збільшення яскравих об'єктів, а ерозії - збільшення темних об'єктів)
- фільтр підвищення яскравості;
- фільтри морфологічної обробки зображення:
- фільтр сегментації зображення;
- фільтр об'єднання контурів та знаходження границь.

Робота програми продемонстрована на зображенні нижче:



**Рис. 5. Демонстрація роботи програми. Зліва частина зображення до обробки, справа – після обробки наступними фільтрами:**

1 - фільтр сегментації зображення; 2 - фільтр адаптивного поліпшення контрасту; 3 - фільтри морфологічної обробки зображення; 4 - фільтр сегментації зображення; 5 - фільтр підвищення яскравості.

#### Висновки

Розроблена програма може бути використана як базове рішення для обробки зображень в офтальмології (як додаткова складова вже існуючого обладнання або як основна складова апаратного пристрою, що розробляється). Оскільки програма реалізована за допомогою VisualStudio, то завдяки підтримки кросплатформеності надається додаткова гнучкість та адаптивність програми на різних операційних системах.

Подальші дослідження будуть спрямовані на розширенні функціональних можливостей та поліпшення параметрів розробленої програми.

#### Література

1. В. В. Молебний та ін. Вимірювач аберраційної рефракції ока. Патент України 46833, Бюллетень № 6, 17.06.2002.
2. Плюто И.В. Инфракрасная транссклеральная офтальмоскопия: физические и технологические аспекты метода / И. В. Плюто, А. П. Шпак. — К. : ИМФ НАНУ, 2005. — 44 с.

**Рекомендовано до публікації:** доц. Яганов П.О.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра конструювання електронно-обчислювальної апаратури, Київ, Україна

УДК 004.451.9

**БЛОК ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ П'ЄЗОЕЛЕКТРИЧНОГО ДВИГУНА**

М.І. Гладкий

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: maxgladkyi@gmail.com

**В даній статті розглянуто різні варіанти схемотехнічної реалізації джерела живлення для п'єзоелектричного двигуна, їх класифікацію, та аналіз особливостей роботи.**

**In this article the sources of feed are examined for a piezoelectric motor, the different types of charts of sources of feed for piezoelectric motor and their features are presented.**

**Ключові слова:** джерела живлення, п'єзоелектричний двигун.

**Key words:** sources of feed, piezoelectric motor.

**Вступ**

П'єзоелектричним двигуном називають двигун, в якому механічне переміщення робочого органу здійснюється за рахунок зворотного - виникнення механічних деформацій під дією електричного поля. Дано робота присвячена розгляду та аналізу існуючих схем живлення п'єзоелектричних двигунів різного призначення. Розглянуто класифікацію можливих схем реалізації блоку живлення п'єзоелектричних двигунів та особливості їх роботи.

**Загальна концепція**

Оскільки виконавські елементи в приладобудуванні живляться стандартною напругою 12 В постійного струму, то п'єзоелектричні двигуни як правило забезпечуються блоком живлення, який є перетворювачем постійної напруги в змінну напругу збудження з резонансною частотою п'єзоелектричного осцилятора. Перетворювачі напруги для п'єзоелектричних двигунів можна класифікувати на схеми з електромеханічним зворотнім зв'язком (автогенераторні) і на схеми з задаючим генератором . Причому, кожний з цих способів ділиться в свій черг на кілька підвідів . Повну класифікацію показано на рис.1.



**Рис.1. Класифікація перетворювачів напруги**

### Види перетворювачів напруги

Першими розглянемо перетворювачі напруги з електромеханічним зворотнім зв'язком. В цьому випадку сигнал зворотного зв'язку знімається з самого п'єзоелектричного осцилятора, відслідковуючи за зміною його резонансної частоти. Розглянемо особливості їх реалізації при живленні п'єзоелектричних двигунів. Так як відношення входного активного опору до ємкісного в двигунах з не виступаючою накладкою досить високе, тому для них використовують, переважно, компенсуючу індуктивність, включену послідовно з входом двигуна. В результаті електромеханічний зворотний зв'язок значно послаблюється, оскільки зміна індуктивності зміщує баланс фаз по частоті і, отже, впливає на частоту п'єзоелектричного двигуна. Зміни реактивного входного опору п'єзоелектричного двигуна протягом одного обороту відстежується генератором перетворювача напруги. В результаті частота генератора безперервно змінюється в деякій смузі, яка часто буває ширше смуги безшумної роботи двигуна. Ці особливості п'єзоелектричного двигуна обмежують сферу застосування перетворювача напруги з електромеханічним зворотнім зв'язком. Зазвичай такі перетворювачі використовують для живлення двигунів з виступаючою накладкою і в тих випадках, коли вимоги до потужності на валу є другорядними.

Розглянемо два варіантів виконання перетворювача напруги з електромеханічним зворотнім зв'язком. Розглянемо спочатку найбільш широко відомі перетворювачі з трансформаторним зв'язком. Приклади схем показані на рис.1, а, б, в. Для їх застосування осцилятор повинен мати один (рис.2, а, б) або два (рис.1, в) електроди зворотного зв'язку.

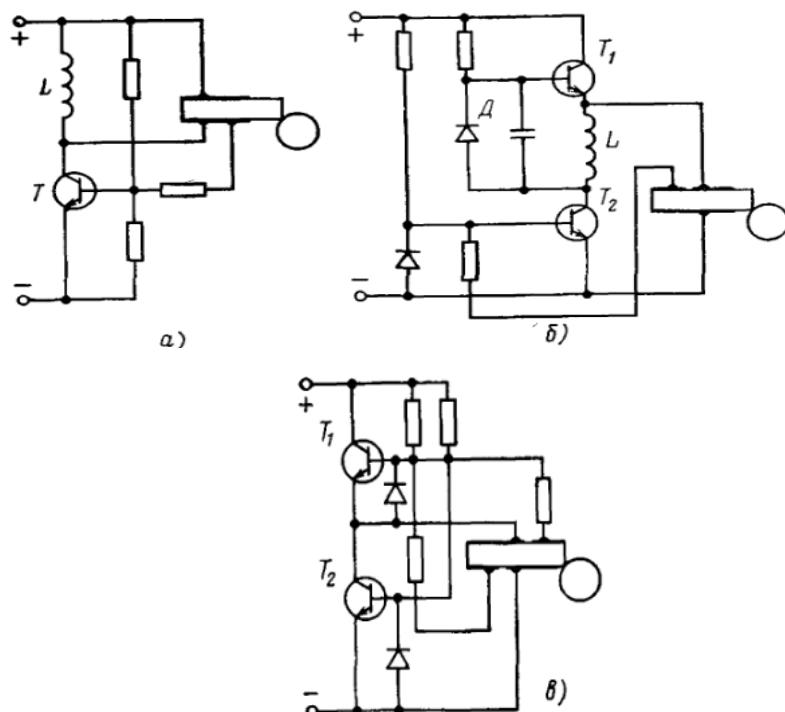


Рис.2.Схеми ПН з електромеханічним зворотнім трансформаторним зв'язком

Перетворювач напруги з зворотнім зв'язком по струму реалізується, як правило, відповідно до схеми зображененої на рис.3.

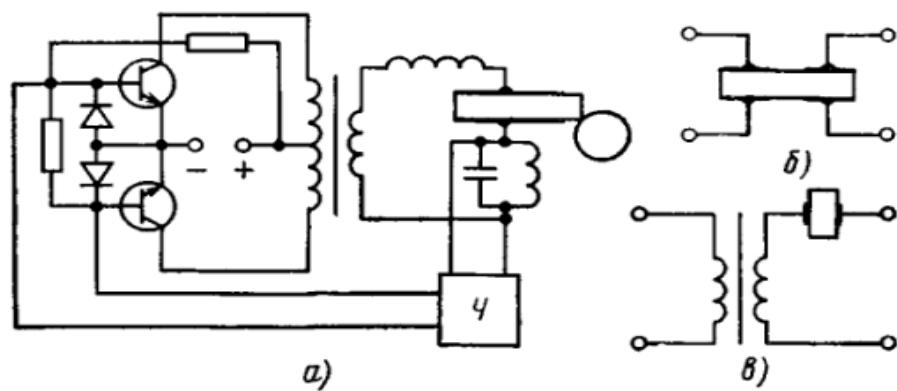


Рис.3. Принципова схема ПН з зворотнім зв'язком за струмом

У цій схемі чотириполюсник Ч є п'єзоелектричним трансформатором (рис.2.б) або електромагнітним трансформатором з двополюсним п'єзоелементом (мал. 2.в). У обох випадках п'єзоелемент виконує функції фільтру для задаючого частоту генератора. Розглянемо схеми перетворювача напруги (ПН) з задаючим генератором. В цьому випадку необхідна частота живлення п'єзоелементу визначається послідовним коливальним LC контуром, який показаний на рис.4.

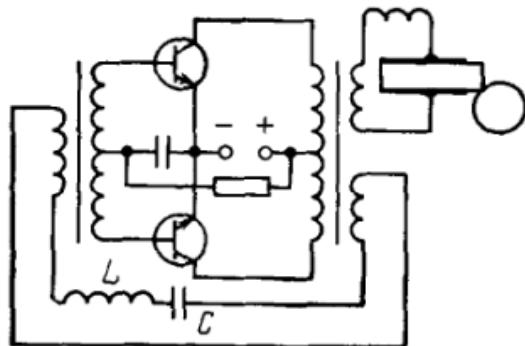


Рис.4. Схема ПН с задающим генератором

#### Висновки

Отже для реалізації джерел живлення п'єзоелектричного двигуна використовуються перетворювачі постійної напруги в змінну напругу необхідної частоти (визначається резонансними властивостями конкретного п'єзоелектричного двигуна). Було розглянуто основні типи схем для блоку джерела живлення п'єзоелектричного двигуна, які зводяться до схем з задаючим генератором, та з автогенератором (з електромеханічним зворотнім зв'язком). Були розглянуті типові схеми до кожного типу. Визначено, що при реалізації блоку живлення конкретного п'єзоелектричного двигуна, необхідно відштовхуватись не тільки від конструкції (активний статор, активний ротор) але і від конкретних вимог до параметрів п'єзоелектричного приводу, - числа обертів, робочого моменту, їх стабільноти; а також від чинників зовнішнього впливу.

**Література**

1. Некрасов М.М., Левриненко В.В., Божко А.А. и др. Элементы пьезоэлектроники и возможности их применения в электротехнике // Электричество, 1971, Т12. – С.51-59.
2. Лаврененко М.М., Карташев И.А., Вишневский В.С.. Пьезоэлектрические двигатели // Энергия, 1980, С.83-90.
3. Петренко С.Ф. Пьезоэлектрический двигатель в приборостроении // КИЕВ “Корнійчук”, 2002, С.36.

**Рекомендовано до публікації:** доц. к.т.н. Мірошниченко А.П.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

539.1.074

## Дозиметр з геотегуванням вимірювань

О.В.Перепадя

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: sanya7901@gmail.com

У даній статті розглядається конструкція приладу для вимірювання рівня радіаційного випромінювання з геотегуванням вимірювань. Головною особливістю даного приладу є збереження історії вимірювань та координат місця їх проведення. Це дає можливість проведення радіаційного обстеження територій з метою створення картини радіаційного забруднення.

The article discusses the design of a Geiger counter with geotagging feature for radiation level measurement. The device is equipped with GPS receiver which allows you to monitor the radiation situation and conduct a radiation survey of territories to establish a pattern of radiation contamination.

**Ключові слова:** дозиметр, лічильник Гейгера, GPS, іонізаційне випромінювання, AVR, мікроконтролер

**Key words:** Geiger counter, GPS, dosimeter, AVR, ionization radiation

### Вступ

На сьогодні основними джерелами радіоактивного забруднення є уранова промисловість, ядерні вибухи, місця захоронення та переробки радіоактивних відходів. Багато радіоактивних ізотопів мають тривалий період напіврозпаду, залишаючись небезпечними протягом усього часу своєї активності. Потрапляючи в організм людини, вони руйнують клітини, і можуть викликати різні хвороби, у тому числі променеву. Враховуючи небезпеку ядерного забруднення біосфери, необхідно мати можливість проконтрлювати рівень радіоактивного забруднення для того, щоб вчасно вжити охоронних заходів для забезпечення нормального середовища проживання людини.

Переважна більшість побутових дозиметрів, які випускаються промисловістю, мають ряд недоліків, основними з яких є:

- відсутність можливості збереження координат місця та історії вимірювань;
- тривалий час вимірювання;
- відносно висока ціна.

Необхідність розробки нового рішення пояснюється потребою у створенні приладу, який би мінімізував перераховані вище недоліки.

Ця стаття присвячена розробці приладу, який можна застосовувати як у побутових цілях для контролю рівня радіаційного фону, так і для проведення радіаційного обстеження територій з метою подальшої обробки, аналізу, та прогнозування поширення радіаційних забруднень у просторі. Основною особливістю даного приладу, яка вигідно відрізняє його від більшості побутових дозиметрів, є можливість геотегування вимірювань, тобто прив'язки до вимірювань географічних координат (довготи і широти) місця, де було проведено вимірювання.

### Опис конструкції приладу

Структурна схема приладу показана на рисунку 1. У пропонованій конструкції дозиметра в якості датчика радіоактивного випромінювання використовуються лічильник бета та гамма-випромінювання типу СБМ-20. Ці лічильники є досить популярними і доступними, на їх основі побудована більшість побутових дозиметрів, що випускаються промисловістю. Лічильник представляє собою іонізаційну камеру, заповнену інертним газом. Коли до камери влітає високоенергетична заряджена частинка, відбувається іонізація атомів інертного газу з утворенням вільних носіїв заряду. Внаслідок ударної іонізації через камеру проходить короткий імпульс струму.[1] Для того, щоб відбувся процес іонізації, на лічильник необхідно подати достатнє значення постійної напруги. Для СБМ-20 це значення складає 400 В.[3] Генерація високої напруги відбувається блокінг генератором з помножувачем напруги.



**Рис.1. Структурна блок-схема приладу.**

Структуроприлад складається з наступних функціональних блоків:

- Блокінг генератор.
- Помножувач напруги.
- Лічильник Гейгера.
- Детектор імпульсів.
- Система керування (AVR мікроконтролер).
- Кнопки керування.
- Рідкористалічний LCD дисплей.
- Блок звукової індикації рівня радіації.
- GPS приймач.
- Картка пам'яті MicroSD.

Система підрахунку імпульсів, розрахунку дози випромінювання, відображення значень на дисплеї приладу та обмін даними з периферією виконана на базі 8-бітного мікроконтролера ATmega8 фірми Atmel серії AVR. Основними факторами, що вплинули на вибір кристалу, були наявність вбудованих модулів UART (необхідний для отримання даних з GPS модуля), SPI (для обміну даними з дисплеєм та картою пам'яті), наявність трьох таймерів/лічильників (для підрахунку імпульсів) та невеликий струм споживання (3.6 мА в активному режимі та <1 мА у режимі сну[4,5]).

Мікроконтролери серії AVR побудовані за RISC архітектурою, і тому виконують майже всі асемблерні інструкції за один машинний цикл, що дозволяє досягти доброї продуктивності при роботі на невеликих частотах, що також позитивно впливає на струмоспоживання.[5]

Імпульси, що надходять з лічильника, мають дуже малу тривалість (близько 200 мкс). Для нормального фіксування цих імпульсів використовується схема детектору імпульсів (див. рис.1), яка збільшує їх ширину до такої, яку стабільно фіксує система підрахунку, описана вище.

Алгоритм підрахунку імпульсів реалізовано наступним чином. Таймер мікроконтролера працює в режимі підрахунку імпульсів, які надають від лічильника за 1 хвилину. Дані, зібрани лічильником зберігаються у програмному буфері мікроконтролера. Переведення кількості імпульсів у значення радіації виконується за наступною формулою:

$$R = \frac{N \cdot 60}{78}, \text{ мкР/год}$$

де  $R$  – значення дози радіоактивного випромінювання, мкР/год.

$N$  – кількість імпульсів, зареєстрованих лічильником за 1 хвилину (60 с).

78 – значення радіаційної чутливості лічильника Гейгера типу СБМ-20.[3]

Програмний буфер постійно оновлюється, при цьому кожен раз розраховується нове значення рівня радіації. Отримані значення відображаються на рідкокристалічному LCD дисплеї. Передача даних на дисплей виконується через інтерфейс SPI. Для кращого візуального осприйняття, у приладі також передбачено звукову індикацію рівня радіації на п'езокерамічному випромінювачі.

Дозиметр дозволяє зберігати координати місця вимірювання рівня радіації. Для реалізації цієї можливості у приладі використано GPSприймач, який під'єднано за допомогою UART до мікроконтролера. Для подовження автономної роботи дозиметра було передбачено відключення та увімкнення живлення приймача лише у момент збереження результату вимірювання, яке виконується користувачем при натисканні відповідної кнопки.

У приладі також є функція збереження історії вимірювань. Запис і читання даних вимірювань виконується на карту пам'яті MicroSD. Обмін даними між картою пам'яті та мікроконтролером виконується через інтерфейс SPI. Оскільки мікроконтролер має апаратний SPI, що дозволяє обмінюватися даними з картою, не заважаючи виконанню основної програми.

Живлення дозиметра здійснюється від вбудованого літій-полімерного аккумулятора, для підзарядки якого у корпусі приладу передбачено роз'єм Micro USB. Це дозволяє виконувати заряджання дозиметра напругою +5В від будь-якого джерела, що має роз'єм USB (наприклад, комп'ютера або ноутбука). Зіbrane приладом дані зберігаються на карті пам'яті та можуть бути

передані на комп'ютер. Розроблено спеціальне програмне забезпечення для комп'ютера для реалізації відображення на карті проведених дозиметром вимірювань у вигляді міток із зазначенням координат місця, часу та рівня радіації, який було зафіксовано приладом.

### Висновки

У даній статті розглянуто конструкцію приладу для вимірювання рівня радіаційного випромінювання з геотегуванням вимірювань. Розглянута структурна схема приладу та робота його основних блоків. Також розглянуто алгоритм підрахунку імпульсів, процес розрахунку дози випромінювання та відображення вимірюваних даних на рідинокристалічному дисплеї. Основною відмінністю даного дозиметру від більшості доступних на ринку моделей є наявність GPS приймача, який дає можливість отримання точних координат місця проведення вимірювання та збереження цих даних на карту пам'яті приладу.

### Література

1. Виноградов Ю.А. Ионизирующая радиация. Обнаружение, контроль, защита. – М.: СОЛООН-Р, 2002 р., 224 с.
2. Геотегування – стаття у Вікіпедії [Електронний ресурс]. URL:: uk.wikipedia.org/Геотегування.
3. СБМ-20. Параметры и характеристики. [Електронний ресурс] URL:: <http://istok2.com/data/2398/>
4. Сташин В.В. Проектирование цифровых устройств на однокристальных микроконтроллерах/ В.В. Сташин, А.В. Урусов, О.Ф. Мологонцева. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 224 с.
5. Документация на микроконтроллер ATmega8a. [Електронний ресурс]. URL:: [http://www.atmel.com/images/atmel-8159-8-bit-avr-microcontroller-atmega8a\\_datasheet.pdf](http://www.atmel.com/images/atmel-8159-8-bit-avr-microcontroller-atmega8a_datasheet.pdf)
6. Дж. Рассел, Р. Кон. Индивидуальные дозиметры. – Оникс, 2013.
7. Glenn F. Knoll. Radiation detection and measurement. – John Wiley & Sons, New-York, 2010 р., – 860 с.
8. Є. Іванов. Радіоекологічні дослідження. – Львів: Видавничий центр ЛНУ ім. Івана Франка, 2004. – 149 с.
9. Поленов Б.В. Дозиметрические приборы для населения. М.: Энергоатомиздат, 1991. – 65 с.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доцент Лебедев Д.Ю.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 681.51

### Мобільний рухомий пристрій для дистанційного спостереження

Д.В. Солдатов

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: kingit@bk.ru

**В статті розглянуто проблему спостереження у важкодоступних для людини місцях.** Для її вирішення розроблено мобільний малогабаритний пристрій, оснащений необхідними для спостереження камерою та датчиками. Основою пристрою є два мікроконтролери AVR. Пристрій може пересуватись самостійно, помічати та оминати перешкоди за допомогою ультразвукових датчиків, або керуватись оператором в ручному режимі, отримуючи команди через Wi-Fi модуль.

In the article reviewed the problem of monitoring in place difficult of access to humans. To solve this problem, was developed a mobile compact device. The device is equipped with necessary sensors and camera. The basis of the device are microcontrollers AVR. The device can move without control by operator, notice and avoid obstacles using ultrasonic sensors, and get commands via Wi-Fi module.

**Ключові слова:** мобільний пристрій, оминання перешкод. Wi-Fi модуль.

**Key words:** mobile, skipping obstacles, Wi-Fi module.

#### Вступ

Часто виникає необхідність проводити спостереження в важко доступних або небезпечних для людини місцях. Це можуть бути вентиляційні шахти, завали, магістральні траси електропроводки, підземні води та газо канали, тощо. Для вирішення проблеми доступу до таких місць використовують мобільні рухомі пристрої, оснащені необхідними для спостереження датчиками або \ і камерою.

Для заощадження часу, при дослідженні стану підземних комунікаційних систем, оператори переходят з ручного керування до автономного, відслідковуючи лише дані з датчиків та камери, а коли виникає необхідність, повертаються до ручного керування.

#### Розробка пристрою

В зв'язку з тим, що пристрій планується використовувати у вузьких місцях, розроблено малогабаритний корпус. Для більшої мобільності обрано чотирьох колісне шасі, з чотирма ведучими колесами, що збільшує прохідність. Тому, навіть як що три колеса втратять контакт з землею, пристрій зможе продовжувати рух. Для можливості виконувати розвертання на місці, а це важливо в умовах нестачі місця, вирішено використовувати конструкцію з чотирма двигунами, по одному на кожне колесо [1]. Це також збільшує потужність.

Для оцінки стану навколошнього середовища макетний зразок оснащений датчиками температури, газу та вологості. Пристрій постійно посилає значення з датчиків на комп'ютер

оператора, де вони порівнюються з допустимими та у разі перевищення створюється сигнал тривоги та цього ж моменту фіксується положення пристрою. Зв'язок з комп'ютером здійснюється за допомогою бездротових технологій.

Для самостійного пересування пристрою, оператор повинен вказати маршрут, за яким необхідно рухатись. Маршрут задається контрольними точками. Для орієнтації в просторі необхідно відслідковувати швидкість та напрямок руху. Це робиться за допомогою енкодерів під'єднаних до коліс. Для реагування на перешкоди використовуються ультразвукові датчики відстані. Їх встановлено в передній частині та по боках пристрою. Коли попереду зустрічається перешкода, пристрій вирішує в яку сторону повернути та рухається вздовж перешкоди доки вона не закінчиться. Потім рух продовжується за перерваним маршрутом.

Для більш детального огляду, у разі необхідності, оператор може перейти на ручне керування та вести спостереження за допомогою камери та керованої світлодіодної підсвітки.

Для передачі даних на комп'ютер оператора та отримання команд від нього використовується Fi-Wi модуль, який підключено до UARTу мікроконтролера. Тому оператор може бути на певній відстані від пристрою, необхідна лише наявність мережі Wi-Fi.

Керування та зв'язок між усіма компонентами покладено на два мікроконтролери AVRфірми Atmel. Один з них керує драйверами двигунів і відслідковує положення в просторі. Інший працює з датчиками: отримує та обробляє інформацію з датчиків, посилає команди першому і організовує зв'язок з комп'ютером оператора.

### **Принцип роботи**

Розглянемо детальніше принцип роботи пристрою. Функціональні блоки (рис.1): два мікроконтролери, Wi-Fi модуль, драйвер двигунів, енкодери, датчики газу, температури та вологості, датчики відстані, камера.

На базі Wi-Fi модуля ESP8266 ESP-01 створюється точка доступу до сервера, через який і отримуються команди, та передаються дані з датчиків. Команди бувають трьох типів: команда задання нових контрольних точок, перемикання між автономним та ручним режимом, команди руху в ручному режимі.

Керування двигунами виконується за допомогою драйверів L298N, які мають три піни керування. Двома пінами визначається напрямок обертання, а швидкість задається широтно-імпульсно модульованим сигналом поданим на третій пін. Для уникнення зіткнень з перешкодами, пристрій зменшує свою швидкість на відстані п'ятдесяти сантиметрів від перешкоди.

Оптичні інкрементні енкодери [2] вбудовані у внутрішню частину коліс і являють собою чорні та білі смужки й фотопереривачі. Фотопереривач реагує на світлі смужки створюючи імпульси, підраховуючи які, можна, знаючи діаметр колеса та кількість смужок, визначити швидкість руху та відстань, яку було подолано.

Також, в макетному зразку використовується датчик метану MQ-4 [3], який є основним компонентом природного газу. Принцип роботи датчика газу заснований на властивості зміни провідності тонкого шару діоксиду олова SnO<sub>2</sub> при контакті його з відповідним газом. Чутливість

до різного роду газів досягається за рахунок легування різних домішок в чутливий шар датчика. Сам чутливий елемент датчика складається з керамічної мікротуби з покриттям Al2O3 і, нанесеної на неї, чутливого шару діоксиду олова. Усередині туби нагрівальний елемент, який нагріває чутливий шар до температури, при якій він починає реагувати на відповідний газ. При попаданні газу в датчик, відбувається абсорбція газу, в наслідок чого опір датчика падає. Датчик включається в міст Уітстона, на виході якого маємо аналоговий сигнал залежний від концентрації газу. Використовуючи аналогово-цифровий перетворювач на борту мікроконтролера, отримуємо числове значення концентрації газу в повітрі.

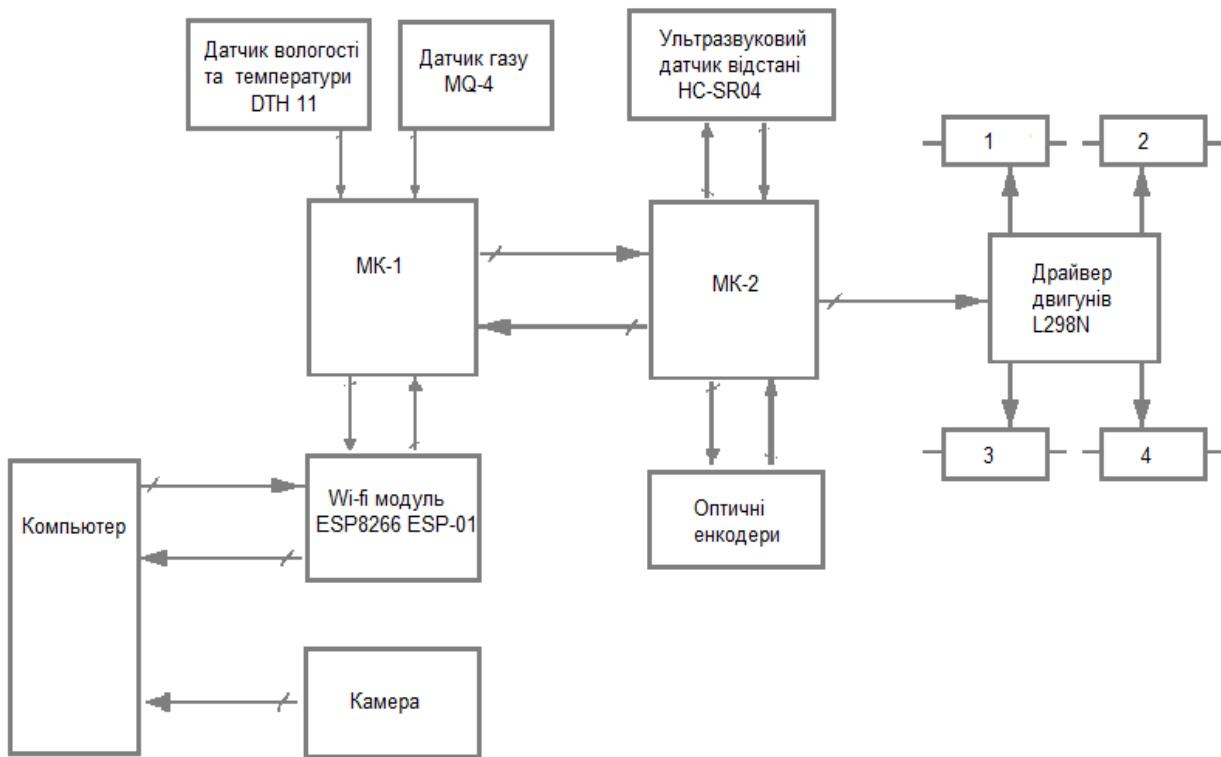


Рис. 1. Функціональна схема пристроя

Цифровий датчик температури та вологості DHT11 є складеним датчиком. У середині датчика знаходитьсь ємнісний датчик вологості, термістор, і простий аналогово-цифровий перетворювач значень температури і вологості. Діапазон температур 0 – 50 °C, похибка ± 2 %. Діапазон вологості 20 – 90 %, похибка ± 5 %.

Камера працює окремо від пристроя, лише передає відео на комп’ютер оператора без обробки зображень, для виявлення перешкод. Для цього використовуються ультразвукові датчики відстані HC-SR04 [4]. Принцип їх роботи, полягає в наступному. Датчик генерує ультразвукові імпульси і чекає відлуння. За часом поширення звукової хвилі туди і назад можна однозначно визначити відстань до об'єкта.

При подачі на цифровий вхід Trig імпульс довжиною 10мкс датчик генерує вісім імпульсів на частоті 40 кГц, а на виході Echo сформується імпульс з шириною, пропорційною відстані.

Відстань розраховується за формулою:

$$l = pw/58, \quad (1)$$

де  $l$  – відстань в сантиметрах;

$pw$  – ширина імпульсу в мікросекундах.

Максимальна відстань, що вимірюється датчиком – 4м. Робочий кут спостереження: 30°. Роздільна здатність 0.3 см.

### Висновки

За рахунок малогабаритного корпусу та конструкції шасі пристрій справляється з поставленою задачею переміщення у вузьких місцях. Самостійне пересування здійснюється за допомогою ультразвукових датчиків відстані та відслідковування положення у просторі. Використовуючи датчики температури, вологості та газу прилад фіксує стан навколошнього середовища та передає дані на комп’ютер оператора. Режим ручного керування та вбудована камера дають змогу оператору детально оглянути об’єкт спостереження. Для функціонування пристрою необхідна наявність мережі Fi-Wi, тому потрібно провести дослідження якості покриття в місцях спостереження.

Використання автономних пристройів значно спрощує спостереження, заощаджує час (один оператор може одночасно слідкувати за кількома пристроями) та є безпечним способом вести спостереження.

### Література

1. Роботоша, Описание движения мобильного робота [Електронний ресурс]. Режим доступу:<http://robotosha.ru/robotics/robot-motion.html>
2. RoboCraft Энкодер [Електронний ресурс]. Режим доступу:<http://robocraft.ru/blog/technology/734.html>
3. Космодром Датчик газа [Електронний ресурс]. Режим доступу:<http://www.kosmodrom.com.ua/prodlist.php?name=gasdector>
4. RoboCraft HC-SR04 [Електронний ресурс]. Режим доступу:<http://robocraft.ru/blog/electronics/772.html>

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доцент кафедри КЕОА Бондаренко В.М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 621.3

## СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОМ РЕЙТРЕЙСИНГА

А.О. Носов

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: nosov\_tonif@mail.ua

В рамках даного проекта була представлена схема управління процесом рейтреїсинга для аберрометрії оптическої системи глаза. Основними відмінностями цієї схеми від стандартних є використання багатьох джерел світла замість одного. Це дозволяє не використовувати систему оптико-механічного управління лазерним променем.

The project was presented to the process control scheme for ray tracing aberrometry eye optical system. The main difference of this circuit from the standard is to use many light sources instead of one. This allows longer use a system of optical-mechanical control of the laser beam.

**Ключові слова:** аберрометрія, рейтреїсинг, оптико-механіческе управление.

**Key words:** aberrometry, ray tracing, optical-mechanical control.

### Вступлення

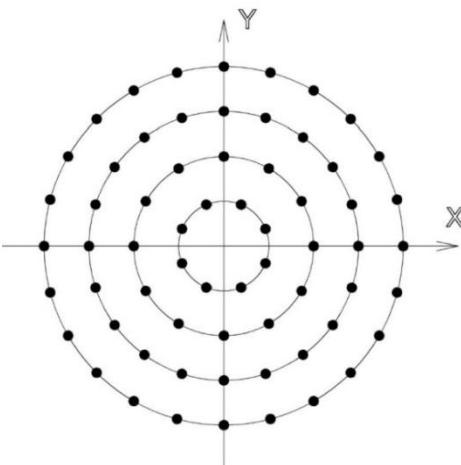
Проблемы со зрением могут возникнуть у человека в любом возрасте, и их изучение и лечение является необходимостью в современном обществе. Для диагностики и лечения глазных болезней используют дорогостоящее офтальмологическое оборудование. Ведущими производителями, данного оборудования, являются Novartis Company (Швейцария), Topcon Corporation (Япония), Bausch & Lomb (США), Carl Zeiss Meditec AG (Германия), Nidek Corporation (Япония), Noya Corporation (Япония) [1]. Стоимость таких установок от 10000 до 40 000 дол. США. Они представляют собой сложные аппаратно-программные комплексы, которые позволяют измерить aberrации глаза. Одним из методов аберрометрии является рейтреїсинг. Согласно этому методу проводят облучение поверхности глаза тонким лазерным лучом, параллельным оптической оси глаза. После прохождения через хрусталик и стекловидное тело луч попадает на сетчатку, формируя на ней световые пятна. Анализируя координаты этих световых пятен, можно сделать вывод о распределении aberrаций на поверхности зрачка [2].

Для пространственно-временной модуляции лазерного луча используют сложные оптико-механические устройства, а для определения координат световых пятен на сетчатке высокочувствительные и высокоскоростные фотокамеры. В Украине в течение длительного времени проводятся научные исследования, направленные на создание качественных и недорогих систем диагностики для офтальмологии, которые были бы конкурентоспособными на рынке офтальмологического оборудования [3]. Одно из направлений этих исследований касается упрощения схем управления оптико-механической частью аберрометров.

В работе представлена схема управления процессом рейтреисинга для аберрометрии оптической системы глаза.

### Управление процессом рейтреисинга

При проведении аберрометрии глаза приемлемым количеством световых точек для измерения считается 64. Эти точки могут вводиться в оптическую систему глаза по схеме, показанной на рис.1.



**Рис. 1. Сетка измерительных точек в плоскости зрачка.**

Такой способ измерения аберраций предусматривает использование одного или нескольких лазерных излучателей, которые функционируют под управлением микроконтроллера, и фоточувствительного устройства, работа которого синхронизирована с процессом генерации лучей [1].

В известных офтальмологических приборах для создания всех 64 точек используются один источник света, но в данном проекте предлагается использовать матрицу из 64 лазерных излучателей. Такая система позволяет одновременно подать несколько световых лучей в глаз.

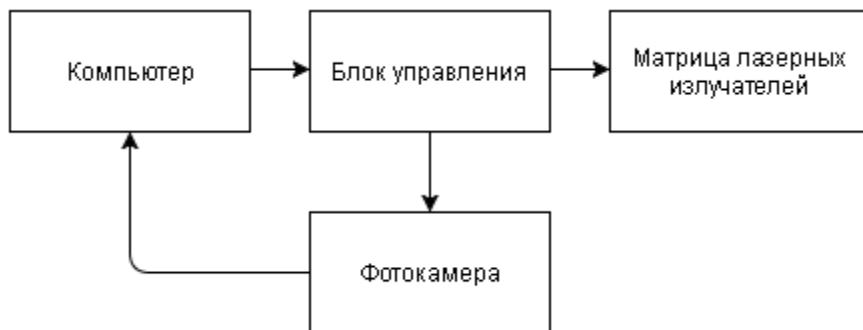
Однако при использовании подобной системы можно выделить ряд проблем:

1. Если подать несколько лучей на сетчатку одновременно, то из-за аберрации глаза луч может сместиться слишком сильно, тогда произойдет перекрещивание лучей и один луч займет место одного из соседних, что не позволит получить корректный результат.
2. Необходимо поочерёдно или группами подать на сетчатку 64 луча для создания всех 64 точек, время включения для каждой группы лучей должно быть одинаковым и достаточным, чтобы в итоге получить точный рисунок сетки измерительных точек в области зрачка. В следствии чего возникает проблема: чем меньшее количество излучателей будет включено (меньше лучей буде направлено на сетчатку глаза) за один раз (в одной группе лучей, поданных на сетчатку), тем дольше будет длиться облучение глаза и это может вызвать раздражение и повлиять на результат.

В ходе решения данных проблем был сделан вывод о том, что оптимальным вариантом будет зажигать одновременно (на время равное 0,05 секунды) 8 лазерных излучателей, расположенных на матрице как можно дальше друг от друга, чтобы избежать перекрещивания лучей. Тогда общая продолжительность засветки всего глаза не превысит 0,4 секунды, что не должно вызывать раздражение глаза.

В работе представлена компьютерная система для аберрометрии глаза, в состав которой входит схема управления генерацией излучения лазерных светодиодов на основе микроконтроллера ATMEGA 32, которая функционирует по специальному алгоритму, занесенному в память микроконтроллера, а также цифровая фотокамера, работа которой синхронизирована с процессом генерации излучения.

Система (рис.2.) работает следующим образом. Схема управления матрицей лазерных излучателей и фотокамерой программируются компьютером, что позволяет при необходимости задать любую систему включения лазерных излучателей и снятия данных. Устройство взаимодействует с ведущим компьютером через нулевую конечную точку USB. После начала работы схемы активируется заданная система лазерных излучателей и синхронно с ними камера фиксирует результат. Изображение расположения световых пятен на сетчатке, которое фиксирует камера, передается в компьютер, где визуализируется на мониторе. Обработку изображений осуществляют по специальной программе. Представленная схема управления может быть использована в составе современных аберрометров. Ее реализация возможна на базе существующих технологий, доступных для разработчиков электронной аппаратуры в Украине. Экспериментальное подтверждение работоспособности данной технологии планируется в дальнейших исследованиях.



**Рис.2.Блок схема работы комплекса.**

Блок управления данного прибора управляет коммутацией элементов матрицы излучателей с одновременным автоматическим фиксированием поперечных аберраций на фотокамеру, и с придачей снимков на ПК. Принцип работы блока описан далее.

На микроконтроллер ATmega установлен контроллер USB, который осуществляет загрузку рабочей программы через USB с ПК в контроллер управления матрицей лазерных излучателей и фотокамерой, который реализован на микросхеме ATmega328p. Данный микроконтроллер выдаёт управляющие сигналы по последовательному интерфейсу SPI на

драйвер матрицы лазерных излучателей max7219 и фотокамеру. Микроконтроллер max7219 реализован на микросхеме ATmega328. Он преобразует полученный последовательный код в сигнал управления столбцами и строками матрицы лазерных излучателей.

Для срабатывания затвора или фокусировки камеры необходимо замкнуть контакты разъёма управления “Затвор” и “Фокус” в схеме. Это реализовано с помощью оптронных ключей. При генерации сигнала высокого уровня на входе пина контроллера открывается транзистор и в цепи коллектор – эмиттер возникает ток, достаточный для срабатывания оптрана, в следствии чего срабатывает электронный затвор фотокамеры.

Преимущество применения оптрана заключается в наличии гальванической развязки между управляющим контроллером и фотокамерой.

### Выводы

В работе представлена схема управления процессом рейтреисинга для офтальмологических измерений аберрометрии оптической системы глаза. Измерения провеяться методом рейтреисинга. Преимущество данной схемы по сравнению с другими заключается низкой стоимости производства достигнутой за счет использования нескольких источников излучения в место одного что позволит применять более дешевые модели высокоскоростных камер. Также к преимуществам можно отнести значительное упрощение конструкции, достигнутое за счет отсутствия сложных оптико-механических устройств, применяющихся для пространственно-временной модуляции лазерного луча. Реализация данного прибора возможна на базе существующих технологий, доступных для разработчиков электронной аппаратуры в Украине.

### Литература

1. Доклад “Офтальмология устройство рынка”. Способ доступа интернет ресурс [“http://www.prnewswire.com/news-releases/ophthalmology-devices-market-optical-coherence-tomography-oct-scanner-fundus-camera-tonometer-pachymeter-perimeter-slit-lamp-excimer-yag-laser-femtosecond-laser-iol-contact-lens---competitive-landscape--global-fore-265532091.html”](http://www.prnewswire.com/news-releases/ophthalmology-devices-market-optical-coherence-tomography-oct-scanner-fundus-camera-tonometer-pachymeter-perimeter-slit-lamp-excimer-yag-laser-femtosecond-laser-iol-contact-lens---competitive-landscape--global-fore-265532091.html)
2. В. М. Сокуренко, Г. С. Тимчик, І. Г. Чиж. Око людини та офтальмологічні прилади. Київ НТУУ «КПІ» 2009.
3. В. В. Молебний та ін. Вимірювач аберраційної рефракції ока. Патент України 46833, Бюлєтень № 6, 17.06.2002.

**Рекомендовано к публикации:** д.т.н., проф. Яганов П.О.

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 612.844.2

## ПРОГРАМНИЙ МОДУЛЬ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ФУНКЦІЇ ХВИЛЬОВИХ АБЕРАЦІЙ

В.І. Ковальський

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: perelesnik@mail.ru

**В статті розглянуто процедуру визначення функції хвильових аберрацій на основі результатів вимірювань поперечних аберрацій, а також програмний модуль, реалізований в середовищі LabVIEW. Даний модуль є незалежним від апаратного забезпечення.**

**This article discusses the procedure for determining the function of wave aberration based on the results of measurements of the transverse aberrations; software module implemented in the LabVIEW environment. This module is independent of the hardware.**

**Ключові слова:** функція хвильових аберрацій, поліноми Церніке, LabVIEW.

**Key words:** function of wave aberrations, Zernike polynomials, LabVIEW.

### Вступ

Для забезпечення ефективної лазерної корекції зору має надзвичайно важливе значення вимірювання аберрацій ока. В аберометрії ока методи визначення функції хвильових аберрацій базуються на використанні результатів вимірювань поперечних аберрацій променю у площині зображення[1]. Вони дають змогу апроксимувати функцію хвильового фронту поліномами Церніке, коефіцієнти якого встановлюють аберрації оптичної системи ока [2].

Для діагностики оптичної системи ока використовують аберометри. Це складні апаратно-програмні комплекси, вартість яких сягає десятків тисяч доларів США. Для українських спеціалістів у галузі офтальмології використання такого вартісного обладнання у клінічній практиці є проблематичним. Тому актуальним є розробка нових апаратно-програмних комплексів, що є доволі простими та базуються на типових рішеннях. Одним із ключових елементів при створенні даного комплексу є розробка програмної частини, яка власне і втілює математичний апарат визначення функції хвильових аберрацій. До того ж, існуючі варіанти програм, що вирішують дану задачу, спрямовані на підтримку готових апаратних рішень, що в нашому випадку не може бути використано.

Метою роботи є створення програмного модуля, за допомогою якого здійснюють аберометрію хвильового фронту ока людини. Модуль реалізовано у програмному середовищі візуальної розробки LabVIEW. Основною перевагою середовища є те, що воно дозволяє доволі швидко створювати відносно складні програмні комплекси на базі візуального представлення алгоритму та великої кількості готових бібліотек, що автоматично знімає питання узгодження програми із апаратним забезпеченням.

### Визначення функції хвильових абераций

Розглянемо математичний апарат, що дозволяє визначати функцію хвильових абераций  $W(x, y)$  із даних поперечних абераций ( $\delta y'$  та  $\delta x'$ ) на поверхні сітківки. Як відомо [1], відношення між ними описуються наступними залежностями:

$$\delta y' = \frac{R}{n'} \frac{\partial W(x, y)}{\partial y}, \delta x' = \frac{R}{n'} \frac{\partial W(x, y)}{\partial x}, \quad (1)$$

де  $R$  – радіус сфери очного яблука,  $n'$  – показник заломлення скловидного тіла ока.

В свою чергу, функцію хвильових абераций в полярній системі координат представимо через поліноми Церніке наступним чином [2, 3]:

$$W(\rho, \varphi) = \sum_n \sum_m R_n^m(\rho) N_n^m [C_{ynm} \cos m\varphi + C_{xnm} \sin m\varphi], \quad (2)$$

де  $R_n^m(\rho)$  – поліноми Церніке,  $N_n^m$  – нормуючі коефіцієнти,  $C_{ynm}$  та  $C_{xnm}$  – шукані коефіцієнти при відповідних поліномах; причому  $n \geq m$ ,  $n+m$  – парне число.

Відповідно,  $R_n^m(\rho)$  та  $N_n^m$  описуються наступними залежностями:

$$R_n^m(\rho) = \sum_{k=0}^{\frac{1}{2}(n-m)} (-1)^k \frac{(n-k)! \rho^{n-2k}}{k! \left[ \frac{1}{2}(n+m)-k \right]! \left[ \frac{1}{2}(n-m)-k \right]!} \quad (3)$$

$$N_n^m = \sqrt{\frac{2(n+1)}{1+\delta(m)}}, \quad (4)$$

де  $\delta(m)$  – функція Кронекера і залежить наступним чином від  $m$ :

$$\delta(m) = \begin{cases} 1, & m = 0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad (5)$$

де  $R_n^m(\rho)$  – поліноми Церніке,  $C_{ynm}$  та  $C_{xnm}$  – шукані коефіцієнти при відповідних поліномах.

Відповідно, залежності (1) в полярній системі координат мають вигляд [3]:

$$\delta y' = \frac{R}{n'} \left[ \frac{\partial W(\rho, \varphi)}{\partial \rho} \sin \varphi + \frac{\partial W(\rho, \varphi)}{\partial \varphi} \cos \varphi \right], \delta x' = \frac{R}{n'} \left[ \frac{\partial W(\rho, \varphi)}{\partial \rho} \cos \varphi - \frac{\partial W(\rho, \varphi)}{\partial \varphi} \sin \varphi \right] \quad (6)$$

Після підстановки (2) у (6) та провівши додаткові математичні перетворення отримаємо систему рівнянь (для кожної точки, в якій вимірюють поперечні аберациї):

$$\begin{cases} \delta y' = \sum_n \sum_m [a_{yy}^{nm}(\rho, \varphi) C_{ynm} + a_{yx}^{nm}(\rho, \varphi) C_{xnm}] \\ \delta x' = \sum_n \sum_m [a_{xy}^{nm}(\rho, \varphi) C_{ynm} + a_{xx}^{nm}(\rho, \varphi) C_{xnm}] \end{cases} \quad (7)$$

де

$$a_{yy}^{nm}(\rho, \varphi) = b_{yr}(\rho, \varphi) c_{ry}^{nm}(\rho, \varphi) + b_{ya}(\rho, \varphi) c_{ay}^{nm}(\rho, \varphi) \quad (8)$$

$$a_{yx}^{nm}(\rho, \varphi) = b_{yr}(\rho, \varphi) c_{rx}^{nm}(\rho, \varphi) + b_{ya}(\rho, \varphi) c_{ax}^{nm}(\rho, \varphi) \quad (9)$$

$$a_{xy}^{nm}(\rho, \varphi) = b_{xr}(\rho, \varphi) c_{ry}^{nm}(\rho, \varphi) + b_{xa}(\rho, \varphi) c_{ay}^{nm}(\rho, \varphi) \quad (10)$$

$$a_{xx}^{nm}(\rho, \varphi) = b_{xr}(\rho, \varphi) c_{rx}^{nm}(\rho, \varphi) + b_{xa}(\rho, \varphi) c_{ax}^{nm}(\rho, \varphi), \quad (11)$$

де

$$b_{yr}(\rho, \varphi) = \frac{R}{n'} \sin \varphi N_n^m, b_{ya}(\rho, \varphi) = \frac{R}{n'} \frac{\cos \varphi}{\rho} N_n^m \quad (12)$$

$$b_{xr}(\rho, \varphi) = \frac{R}{n'} \cos \varphi N_n^m, b_{xa}(\rho, \varphi) = -\frac{R}{n'} \frac{\sin \varphi}{\rho} N_n^m \quad (13)$$

$$c_{ry}^{nm}(\rho, \varphi) = \frac{\partial R_n^m(\rho)}{\partial \rho} \cos m\varphi, c_{rx}^{nm}(\rho, \varphi) = \frac{\partial R_n^m(\rho)}{\partial \rho} \sin m\varphi \quad (14)$$

$$c_{ay}^{nm}(\rho, \varphi) = -m R_n^m(\rho) \sin m\varphi, c_{ax}^{nm}(\rho, \varphi) = m R_n^m(\rho) \cos m\varphi \quad (15)$$

Запишемо систему (7) у матричному вигляді:

$$F = A * C, \quad (16)$$

де  $F$  – вектор, що містить величини поперечних аберрацій,  $C$  – вектор, що містить коефіцієнти поліномів Церніке,  $A$  – конструкційна матриця ( $q$  – кількість вимірюваних точок,  $t$  – кількість поліномів):

$$A_{(2q,t)} = \begin{bmatrix} a_{yy}^{11}(\rho_1, \varphi_1) & a_{yx}^{11}(\rho_1, \varphi_1) & \dots & a_{yy}^{nm}(\rho_1, \varphi_1) & a_{yx}^{nm}(\rho_1, \varphi_1) \\ \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots \\ a_{yy}^{11}(\rho_q, \varphi_q) & a_{yx}^{11}(\rho_q, \varphi_q) & \dots & a_{yy}^{nm}(\rho_q, \varphi_q) & a_{yx}^{nm}(\rho_q, \varphi_q) \\ a_{xy}^{11}(\rho_1, \varphi_1) & a_{xx}^{11}(\rho_1, \varphi_1) & \dots & a_{xy}^{nm}(\rho_1, \varphi_1) & a_{xx}^{nm}(\rho_1, \varphi_1) \\ \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots \\ a_{xy}^{11}(\rho_q, \varphi_q) & a_{xx}^{11}(\rho_q, \varphi_q) & \dots & a_{xy}^{nm}(\rho_q, \varphi_q) & a_{xx}^{nm}(\rho_q, \varphi_q) \end{bmatrix} \quad (17)$$

Вектор коефіцієнтів  $C$  знаходимо методом найменших квадратів:

$$C = (A^T A)^{-1} (A^T F) \quad (18)$$

Знайдені коефіцієнти використовуємо у (2) для отримання значень функції хвильових аберрацій у кожній точці на поверхні зіниці ока.

### Програмний модуль у середовищі LabVIEW

На основі описаного вище математичного апарату створено програму в середовищі візуального програмування LabVIEW, передня панель та блок схема якої представлені на рисунках 1 та 2 відповідно.

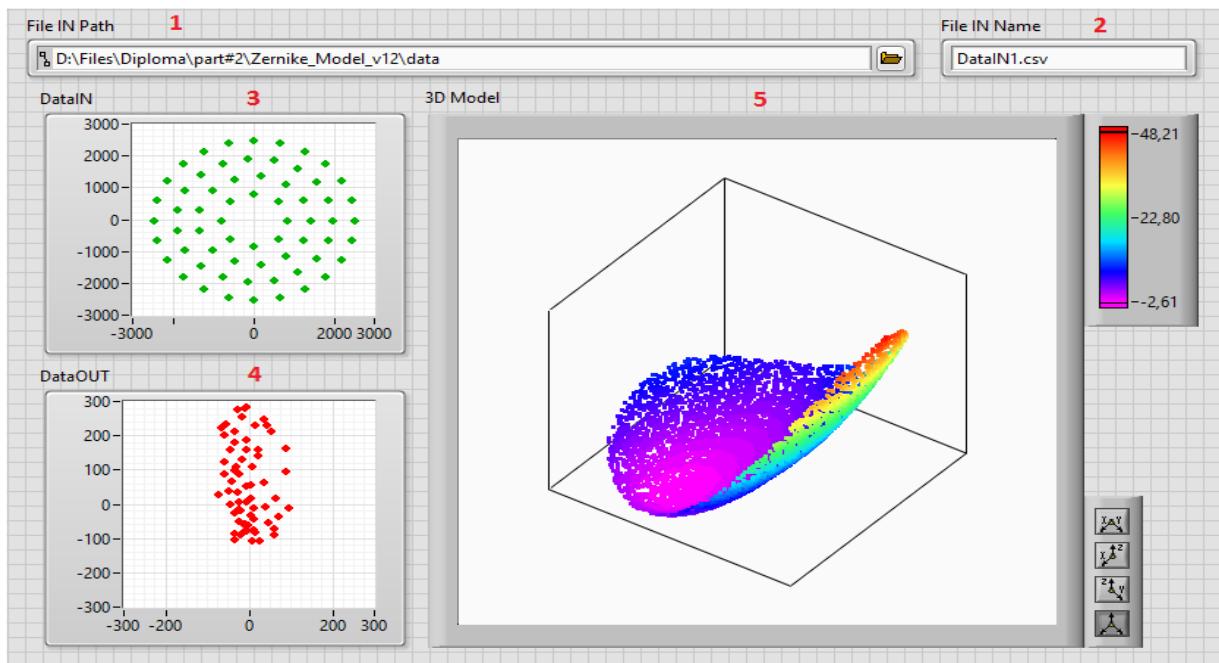


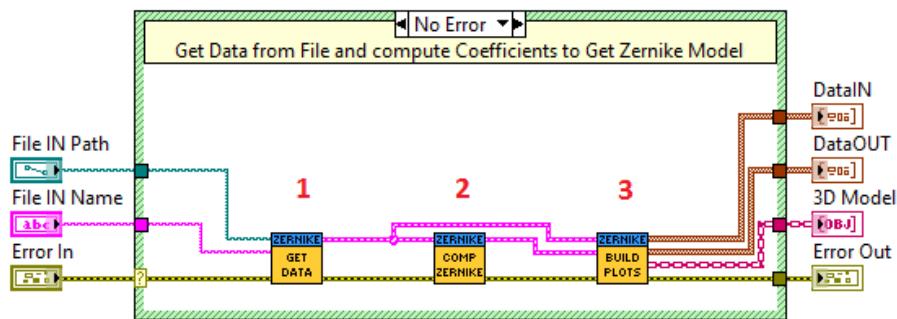
Рис. 1. Передня панель програмного модуля

Передня панель містить в собі наступні елементи:

1. Поле шляху до вхідного файлу.
2. Поле ім'я вхідного файлу.
3. Діаграма, що відображає набір вхідних точок.

4. Діаграма, що відображає вимірюні поперечні аберрації.
5. Діаграма, що відображає обчислену 3D модель функції хвильових аберрацій.

Для того, щоб виконати необхідні обчислення, потрібно вказати ім'я вхідного файлу та шлях до нього із необхідними даними координат та вимірюніх поперечних аберрацій, після цього запустити програму. По завершенні її виконання – отримуєте результат у вигляді побудованих діаграм.



**Рис. 2. Блок-схема програмного модуля**

Програма складається із наступних підпрограм:

1. Підпрограма отримання даних (в даному випадку зчитування з файла поперечних аберрацій бу' та бх' на поверхні сітківки).
2. Підпрограма виконання обчислень коефіцієнтів поліномів Церніке.
3. Підпрограма візуалізації вхідних та отриманих даних у вигляді діаграм.

### Висновки

Створена програма дає змогу визначати функцію хвильових аберрацій на основі даних вимірюніх поперечних аберрацій; є незалежною від апаратного забезпечення за рахунок її модульності та може бути використана для створення готового апаратно-програмного комплексу.

### Література

1. Virendra N. Mahajan «Optical imaging and aberrations» - Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers, 1998.
2. І.Г. Чиж, Г.С. Тимчик, Т.О. Шиша та ін. «Аберометрія оптичної системи ока людини: моногр.» – К.: НТУУ «КПІ», 2013. – 292 с.
3. V. V. Molebny, I. G. Pallikaris, L. P. Naoumidis, I. H. Chyzh, S. V. Molebny, V. M. Sokurenko «Retina ray-tracing technique for eye-refraction mapping».

**Автор:** Ковальський В.І.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Яганов П.О.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 004.93'12

## МЕТОД ПОКРАЩЕННЯ ЯКОСТІ ВИЯВЛЕННЯ НАХИЛЕНИХ ОБЛИЧ НА ЗАШУМЛЕНИХ ЗОБРАЖЕННЯХ

Б.О. Дикуха

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: borisdykuha@rambler.ru

В роботі пропонується метод, який дозволяє збільшити кількість успішних виявлень і зменшити кількість зайніх спрацьовувань при виявленні нахилених облич на зашумлених зображеннях. В основу методу покладено два процеси обробки зображень - зміна куту положення зображень з запобіганням повторного знаходження облич під різними кутами та оцінка і фільтрація шумів на зображеннях. Представлена структурна схема пристроя, який використовує запропонований метод. Наведено результати обчислювальних експериментів.

The paper proposes a method that will increase the number of successful detections and reduce the number of wrong detections when detecting slanted faces on the noisy images. The method based on two processes – in one of them the image rotates for the identification of faces in each position, while using the method of preventing repeated detections; in the second one, images estimated to noise level, after that filtered according to this level. Presented block diagram of the device which use proposed methodand the results of computational experiments.

**Ключові слова:** виявлення облич, комп'ютерний зір, зашумлені зображення, фільтрація, обробка зображень.

**Keywords:** *face detection, computer vision, noisy images, filtering, image processing.*

### Вступ

Виявлення облич на зображеннях – це технологія знаходження на зображеннях областей, які відповідають людським обличчям за деяким набором ознак.

Дана технологія широко використовується в сучасних системах безпеки, пошуку по базах даних облич тощо. Одними з головних проблем є нахил облич на зображеннях і зашумленість зображень. В роботі [1] було запропоновано удосконалення методу Масаюкі Танакі [2], направлене на усунення повторних спрацьовувань та створена система, яка могла виявляти обличчя, що нахилені під будь-яким кутом, а також перевіряла на обличчях наявність очей, рота і носа. При цьому система не спрацьовувала помилково по кілька разів на одне й те саме обличчя. Обчислювальні експерименти виявили основний недолік системи - низьку ефективність виявлення облич на зашумлених зображеннях. При збільшенні рівня шуму на зображенні, система починала виявляти велику кількість помилкових областей, від виявлення яких не врятувала навіть перевірка на наявність 3 з 4 елементів обличчя на них. Ціллю даної роботи є покращення методу запобігання повторного виявлення обличчя [1] за рахунок оцінки рівня шумів та фільтрації і зміни строгості відбору виявлених облич на основі цього рівня.

### I. Опис запропонованого методу

Для покращення роботи методу запобігання повторного виявлення обличчя [1], пропонується додавання механізму гнучкої фільтрації та механізму зміни кількості необхідних для підтвердження факту знаходження обличчя елементів обличчя.

Механізм гнучкої фільтрації дозволяє, оцінивши рівень шуму на зображенні (оцінюється за допомогою методу визначення рівня шуму на кольорових зображеннях Масаюкі Танакі [3, 4], в якому обчислюється середньоквадратичне відхилення по декільком, обраним згідно градієнтної матриці, фрагментам зображень), зробити висновок про необхідність фільтрації (відбувається за допомогою згладжувального фільтра Гауса з розміром вікна 3x3). При чому те, з якою інтенсивністю буде фільтруватись зображення також залежить від рівня шуму. Менш зашумлене зображення фільтруватиметься з меншою інтенсивністю, ніж сильно зашумлене. Така залежність від рівня шуму необхідна через те, що при проведенні на незашумленому зображенні фільтрації, або при фільтрації мало зашумленого зображення фільтром, що напаштований на фільтрацію сильних шумів, якість виявлення може зменшитись, так як фільтрація завжди вносить розмиття в зображення. Критерієм для застосування фільтрації є рівень шуму (середньоквадратичне відхилення) 10 одиниць. Для фільтрації таких шумів фільтр напаштовується на значення середньоквадратичного відхилення, що в 6 разів більше за знайдене.

Щодо механізму зміни кількості необхідних для підтвердження факту знаходження обличчя елементів обличчя, то такий механізм дозволяє при високому рівні шумів зробити критерій відбору виявлених облич максимально строгим, підвищивши його до 4 елементів. Тобто при високій зашумленості система буде вважати підтвердженими тільки ті виявлені обличчя, на яких було виявлено обидва ока, рот і ніс. Звичайно, такий підхід унеможлилює виявлення облич, частина яких скитається або затінена. Але експериментально було визначено, що на виявлених помилково областях майже ніколи не буває повного набору елементів, що схожі на очі рот і ніс. Тому це значно зменшує кількість зайвих спрацьовувань. Критерієм зміни критерію відбору є рівень шуму 40 одиниць.

### II. Алгоритм методу

Для наочності пояснення принципу роботи методу, була створена структурна схема приладу, що використовує цей метод.

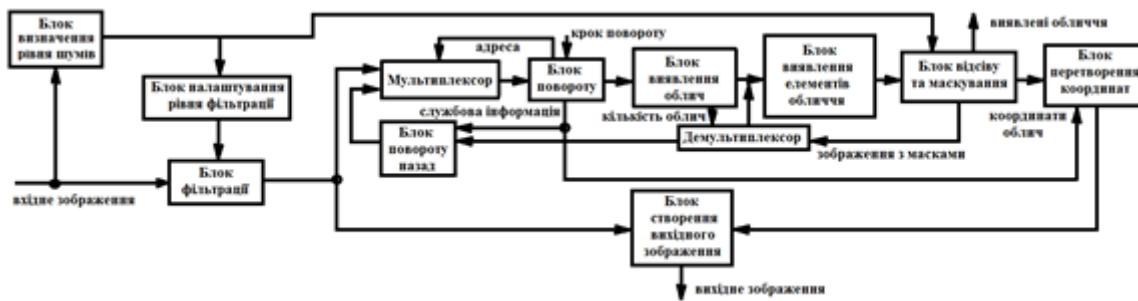


Рис. 1. Структурна схема приладу, що використовує запропонований метод

Алгоритм роботи за структурною схемою.

1. Оператором подається на вхід блоку визначення шуму вхідне зображення, а також на вхід кроку повороту блоку повороту подається значення кута, на який оператор хоче повернати зображення.
2. Блок визначення рівня шуму визначає рівень шуму і відправляє його на блок налаштування рівня фільтрації і блок відсіву та маскування у вигляді трьох числових значень, що відповідають зашумленості по 3 основним кольорам (червоний, зелений, синій).
3. Блок налаштування рівня фільтрації визначає чи потрібна зображеню фільтрація і в якій мірі, і відправляє відповідні налаштування фільтра на блок фільтрації.
4. Блок фільтрації фільтрує вхідне зображення з інтенсивністю, визначеною налаштуваннями, або не фільтрує його, якщо налаштування вимикають фільтр. Отримане після цього зображення подається на вхід мультиплексора.
5. Мультиплексор пропускає отримане вхідне зображення на блок повороту.
6. Блок повороту повертає зображення і відправляє його на блок виявлення облич. Крім того, він відправляє «1» на адресний вхід мультиплексора і службову інформацію (поточний кут нахилу зображення і початкові розміри зображення) на блоки повороту назад і перетворення координат.
7. Блок виявлення облич виявляє обличчя на зображенні і передає зображення разом з координатами виявленіх облич на блок виявлення елементів облич, а також передає інформацію про кількість виявленіх облич на демультиплексор.
8. Блок виявлення елементів облич виявляє в області зображення з координатами одного з облич очі рот і ніс, після чого відправляє зображення, координати обличчя, по яким шукалися елементи обличчя і координати знайдених елементів обличчя на блок відсіву і маскування.
9. В блоці відсіву і маскування робиться висновок про наявність обличчя за отриманими координатами, шляхом перевірки кількості елементів обличчя в цій області. Якщо шум на зображенні відсутній або малий, достатньо 3 елементів для проходження перевірки. Якщо ж шум сильний, потрібно мати всі 4 елементи. В разі наявності обличчя, його зображення передається на вихід, що може бути використаний системою розпізнавання облич; координати обличчя передаються на блок перетворення координат, а зображення з маскою на місці цього обличчя йде на демультиплексор. В разі відсутності обличчя за координатами, ці координати відкидаються.
10. Після цього одночасно блок перетворення координат проводить обробку координат, а демультиплексор оцінює, чи було поточне виявлення обличчя останнім за допомогою лічильника, налаштованого на загальну кількість виявленіх облич. Якщо обличчя було останнім, то зображення йде на блок повороту назад. Якщо ні, воно

повторно йде на блок виявлення елементів обличчя, де з наступним обличчям проводяться дії описані в пунктах 8 та 9.

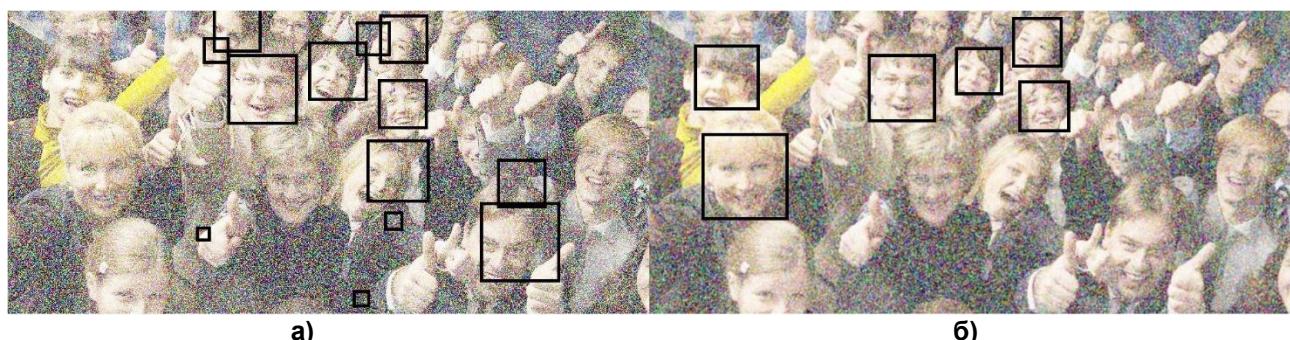
11. Блок повороту назад повертає зображення в початкове положення і передає на мультиплексор, який пропускає його на блок повороту через змінений у пункті 6 адресний сигнал.
12. Блок повороту повертає зображення на наступний кут та, якщо лічильник показує, що цей кут останній, відправляє 0 на адресний вхід мультиплексора. Пункти 7-11 повторюються.
13. Блок створення вихідного зображення має прямокутники на початковому зображенні по визначенім координатам облич.

### III. Результати обчислювальних експериментів

В середовищі Matlab було створено обчислювальну модель методу, згідно структурної схеми. Після чого було проведено ряд обчислювальних експериментів за такою схемою.

1. Вибір зображення з великою кількістю людей, обличчя яких нахилені під різними кутами, і його зашумлення.
2. Виявлення облич на зображенні методом, який не проводить гнучку фільтрацію зображення і зміну кількості необхідних для підтвердження факту знаходження обличчя елементів обличчя.
3. Виявлення облич на зображенні методом, який пропонується зараз.
4. Візуальне порівняння результатів.

Приклад результатів виявлення облич двома методами в ході одного з обчислювальних експериментів виглядає наступним чином:



**Рис. 2. Демонстрація результатів обчислювального експерименту: а) результат виявлення методом без фільтрації; б) результат виявлення запропонованим методом**

Результати обчислювальних експериментів показали, що завдяки введеним у запропонований метод механізмам, помилкові спрацьовування були повністю усунені при виявленні облич на даному зображенні. Але, в той же час, деякі обличчя не було виявлено, що можна пояснити більшою строгостю відбору облич і деякою розмитістю, внесеною фільтром.

### Висновки

У статті запропоновано метод покращення виявлення облич, який спрямований, в першу чергу, на зменшення кількості здивих спрацьовувань при виявленні облич на зашумлених зображеннях.

Для цього було введено 2 механізми – гнучкої фільтрації і зміни кількості необхідних для підтвердження факту знаходження обличчя елементів обличчя. Обидва механізми працюють в залежності від рівня шуму на зображенні. Перший з них фільтрує зображення з інтенсивністю, що залежить від рівня шуму. Другий перевіряє виявленні обличчя, аналізуючи 3 або 4 елементи в залежності від зашумленості зображення.

Для опису методу наведено структурну схему і алгоритм роботи. Працездатність методу підтверджується обчислювальним експериментом, проведеним у середовищі Matlab.

### Література

1. Б.О. Дикуха, «Метод запобігання повторного знаходження обличчя у системах виявлення облич», збірник тез конференції «Інформаційна безпека і комп’ютерні технології». Кіровоградський Національний технічний університет, 2016, С.86-87
2. M. Tanaka. Face parts detection [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.slideshare.net/masayukitanaka1975/face-parts-detection>
3. M. Tanaka, Xinhao Liu, M. Okutomi, «Noise level estimation using weak textured patches of a single noisy image», IEEE International Conference on Image Processing (ICIP), 2012, pp.665–668
4. M. Tanaka, Xinhao Liu, M. Okutomi, «Single-Image Noise Level Estimation for Blind Denoising», IEEE Transactions on Image Processing, Vol.22, No.12, 2013, pp.5226-5237

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Кучернюк П.В.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 004.056.53

## КЛАСИФІКАЦІЇ ЗАГРОЗ БЕЗПЕКИВ ІНФОРМАЦІЙНІЙ МЕРЕЖІ

А.О. Довгаль

НТУУ «КПІ», факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [adovgalkpi@gmail.com](mailto:adovgalkpi@gmail.com)

У роботі, розроблена нова, універсальна багаторівнева класифікація загроз. Дано класифікація дозволяє ідентифікувати можливі атаки, дає змогу зrozуміти наслідки від конкретної атаки, дозволяє побудувати модель загроз для мереж різного призначення.

In the article is developed a new, universal multilevel classification of the threats. This classification allows to identify possible attacks, to understand the effects of a particular attack, to build a model of threats for different network's purposes.

**Ключові слова:** мережа, класифікація, загроза, атака, ціль, об'єкт, модель

**Keywords:** network, classification, threat, attack, target, object, model

### Вступ

В останні роки кібератаки становлять все більшу загрозу для інформаційних мереж і для кожного окремого користувача глобальної мережі. В останніх річних звітах компаній Cisco [1] та Check Point Software Technologies [2] йдеться про те, що 63% всіх компаній були атаковані протягом 2015 року. Таким чином, актуальність питання захисту інформації являється пріоритетним в процесі проектування, створення і використання сучасних інтегрованих інформаційних систем.

На сьогоднішній день існує багато різних класифікацій загроз інформаційній безпеці в інформаційних мережах, найбільш відомими з яких є наступні:

- 1) класифікацій загроз STRIDE[3];
- 2) класифікація загроз по рівням моделі OSI [4];
- 3) класифікація основних загроз на комп'ютерні системи [5,6].

Головним недоліком цих класифікацій є обмежений набір критеріїв, які покладено в основу класифікації (найчастіше, один критерій). Метою даної роботи є створення набору критеріїв, який дозволяє класифікувати більшість існуючих порушень інформаційної безпеки, та розробка нової багаторівневої класифікації загроз в інформаційній мережі.

### Багаторівнева класифікація загроз

Аналіз існуючих класифікацій загроз дозволяє виділити три найбільш поширені підходи до вибору критеріїв та побудови класифікації. Так у методиці STRIDE, яка розроблена, обґрунтована та активно пропагується фахівцями з корпорації Майкрософт [3], виконується класифікації загроз за їхніми наслідками. Назву методики утворено з перших літер назв категорій загроз, які розглядаються у рамках даної методики: підміна об'єктів (spoofing identity), модифікація даних (tampering with data), відмова від авторства (repudiation of

origin), розголошення інформації (information disclosure), відмова в обслуговуванні (denial of service), підвищення привілеїв (elevation of privilege).

Методику STRIDE використовують для побудови моделі загроз під час розроблення програмного забезпечення.

Ще одним підходом є класифікація загроз по рівням моделі OSI, запропонована Б. Я. Корнієнко [4]. Модель OSI дозволяє провести класифікацію протоколів обміну даними та апаратного забезпечення комп'ютерних мереж відповідно до рівня моделі, на якому працює протокол чи апаратний засіб. В роботі [4] задачі інформаційної безпеки пропонується розглядати згідно з рівнями моделі взаємодії відкритих систем.

І третій підхід, який використовується рядом авторів [5,6], є класифікація по загрозам для комп'ютерної системи (тобто у якості критерію класифікації використовується один з можливих об'єктів атаки).

Проведений аналіз розглянутих вище підходів до класифікації загроз інформаційній безпеці дозволяє виділити такі їх основні недоліки.

1. В класифікації загроз Stride не розглядаються загрози на різних рівнях моделі OSI, немає розмежування на активні та пасивні атаки, а також не розглядаються загрози на конкретні комп'ютерні системи.
2. В класифікації загроз по рівням моделі OSI, яка запропонована Б. Я. Корнієнко немає розмежування між зовнішніми та внутрішніми загрозами, активними та пасивними атаками, немає розмежування загроз по переслідуваних цілях.
3. Класифікація по загрозам для комп'ютерної системи, яка запропонована Я. В. Корпанем, не дозволяє класифікувати загрози по переслідуваним цілям, по типу атак та рівнях моделі OSI, на яких вони реалізуються.

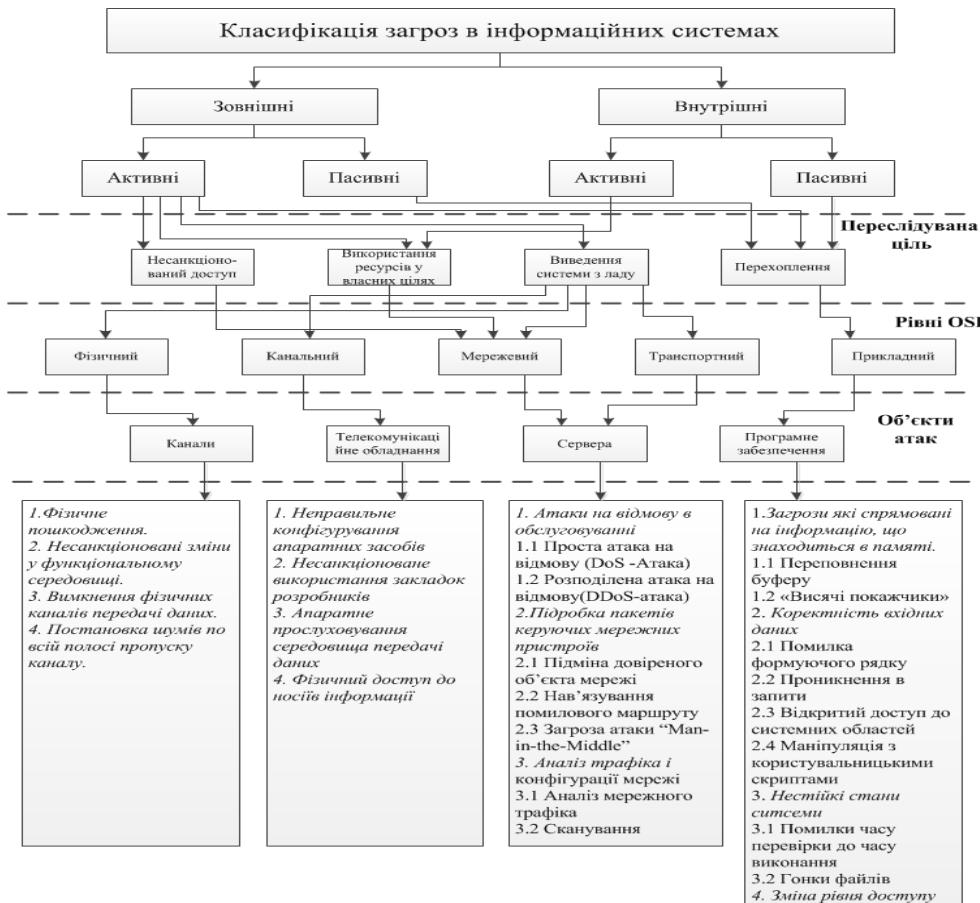
Враховуючи велику кількість і різноманітність існуючих атак на інформаційно-комунікаційні системи для побудови моделі загроз і відповідних систем захисту пропонується наступний набір критеріїв для класифікації: **джерела загроз; тип впливу; переслідувані цілі; рівні моделі OSI; об'єкти; види атак.**

На базі наведеного набору критеріїв пропонується нова багаторівнева класифікація загроз інформаційній безпеці рис. 1, в якій кожному рівню відповідає свій критерій.

Розглянемо запропоновані критерії класифікації більш детально.

Всі порушення інформаційної безпеки в мережах поділяються на внутрішні і зовнішні. До внутрішніх порушень відносяться порушення, джерела яких, знаходяться в локальній мережі. Як правило, ініціатор атаки – співробітник компанії. Основні джерела таких порушень:

- некваліфікована політика з організації інформаційних технологій та управління безпекою;
- відсутність належної кваліфікації персоналу по забезпеченням діяльності та управління об'єктом захисту;
- навмисні і ненавмисні дії персоналу щодо порушення безпеки.



### **Рис.1. Класифікація загроз в інформаційній системі**

До зовнішніх атак відносять атаки, джерело яких знаходитьться поза локальною мережею.

Зовнішні порушення несуть таку загрозу мережі:

- навмисні і ненавмисні дії зацікавлених структур та осіб (збір інформації, шантаж, спворення іміджу, загрози фізичного впливу та інших);
  - несанкціоноване проникнення на об'єкт захисту;
  - несанкціонований доступ до носіїв інформації і каналів зв'язку з метою розкрадання, спворення, знищення, блокування інформації.

Незалежно від джерел можливих загроз інформаційній безпеці та обладнанню, всі порушення можна звести до активних і пасивних дій. З точки зору безпеки, розподілені системи характеризуються перш за все наявністю віддалених атак, оскільки компоненти розподілених систем зазвичай використовують відкриті канали передачі даних, тому зловмисник може проводити не лише пасивне відстеження інформації, яка передається, але й активно впливати на інформаційні системи та інформацію. В результаті своєї дії пасивна атака не здійснює безпосереднього впливу на ресурси, а призводить до несанкціонованого доступу до інформації, що передається каналами зв'язку або через проміжні мережі.

Активні дії реалізуються з метою перехоплення, викривлення інформації, впливу на працевдатність системи. По переслідуваній меті активні атаки можна розділити на три типи:

- 1) несанкціонований доступ у віддалену систему;
  - 2) використання ресурсів віддаленої мережі у власних цілях;

3) виведення віддаленої системи з ладу.

Атаки можуть буде проведені на різних рівнях моделі OSI. В даній роботі пропонується класифікація загроз на п'яти рівнях, фізичному, канальному, мережному, транспортному та прикладному. Не розглядаються загрози на сеансовому та представницькому рівнях, тому що такі атаки не несуть великої загрози для системи .

В мережі об'єктами атак можуть бути: канали передачі даних та лінії зв'язку, телекомунікаційне обладнання, сервери, програмне забезпечення. Існує велика кількість атак, найбільш поширені наслідки від яких наведено на рис. 1. Розуміння наслідків атак на різні об'єкти мережі дозволяє прийняти рішення щодо реалізації ефективного захисту та зменшення їх негативного впливу.

Запропонований набір критеріїв та багаторівнева класифікація дозволяє виділити та проаналізувати найбільш критичні загрози для конкретної мережі з відповідним набором вимог до її інформаційної безпеки та побудувати ефективну систему захисту такої мережі.

### **Висновки**

В роботі запропонована багаторівнева класифікація загроз інформаційній безпеці в інформаційних мережах, яка базується на таких критеріях: джерела загроз, тип впливу, переслідувані цілі, рівні моделі OSI, об'єкти та види атак. Данна класифікація дозволяє ідентифікувати можливі атаки, дає змогу зрозуміти наслідки від конкретної атаки. Класифікація дозволяє побудувати модель загроз для мереж різного призначення та різними підходами до інформаційної безпеки, реалізовувати для них ефективні системи захисту.

### **Література**

1. Годовой отчет Cisco по информационной безопасности за 2016 год – URL: [http://www.cisco.com/c/m/ru\\_ru/offers/sc04/2016-annual-security-report](http://www.cisco.com/c/m/ru_ru/offers/sc04/2016-annual-security-report).
2. Check point 2015 отчет по информационной безопасности – URL: <http://www.checkpoint.com/>
3. Ховард. М., Лебланк Д. Защищенный код / Пер. С англ. – М.: Издательство – торговый дом «Русская редакция», 2003, - 704 с.
4. Дослідження моделі взаємодії відкритих систем з погляду інформаційної безпеки / Б. Я. Корніenko // Наукові технології, 2012. № 3 (15) – С. 83-89.
5. Класифікація загроз інформаційній безпеці в комп'ютерних системах при віддаленій обробці даних. / Я. В. Корпань // Реєстрація, зберігання і обробка даних, 2015, Т. 17 № 2 – С. 39-45.
6. Комплекс методів та засобів захисту інформації в комп'ютерних системах / Корпань Я. В. // Мир науки и инноваций. – Иваново: Научный мир, 2015. – Вып. 1(1). – Т.3. – С.31 – 35.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доцент Кучернюк П.В.

**Автор статті:** Довгаль А.О

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 004.93'1

## ВИКОРИСТАННЯ ГЛИБОКИХ НЕЙРОННИХ МЕРЕЖ ДЛЯ РОЗПІЗНАВАННЯ МАРОК АВТОМОБІЛІВ

В.П. Дрозд, Т.Л. Захарченко

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: drozdvadym@gmail.com, tz@vit.ua

В статті представлена приклад використання глибоких нейронних мереж для розпізнавання марок автомобілів. Розглянуто особливості побудови та навчання нейронних мереж, проведено тестування якості розпізнавання. Наведено рекомендації та доцільність використання даного підходу.

**Usage of deep neural networks for car model classification is presented in this article. Aspects of construction and training of neural networks and recognition quality are described. The recommendations and the feasibility of using this approach is given in these materials.**

**Ключові слова:** детекція, класифікація, глибокі нейронні мережі, машинне навчання, марки автомобілів.

**Key words:** detection, classification, deep neural networks, machine learning, car models.

### Вступ

Детектування та ідентифікація автомобілів — дуже важлива задача в області контролю і керування дорожнім трафіком. В додатках відеоспостереження, верифікація автомобіля за його зовнішнім виглядом допомагає відстежувати авто в тих випадках, коли розпізнавання автомобільного номеру не є можливим. Зазвичай, для вирішення цих задач, використовують величезні вибірки даних і специфічні ознаки, щоб якнайкраще описати ці дані. Задача класифікації об'єктів є досить складною через невеликі відмінності між різними категоріями, різні умови зйомки, різні точки спостереження. Розпізнавання марок автомобілів належить до цього класу задач. Для людей, а особливо для автолюбителів, ця задача не є складною. Зазвичай людина класифікує марку автомобіля базуючись на деяких ключових особливостях, таких як логотип, написи на капоті. Та через візуальну складність автомобілів ця задача не є простою для комп'ютерів.

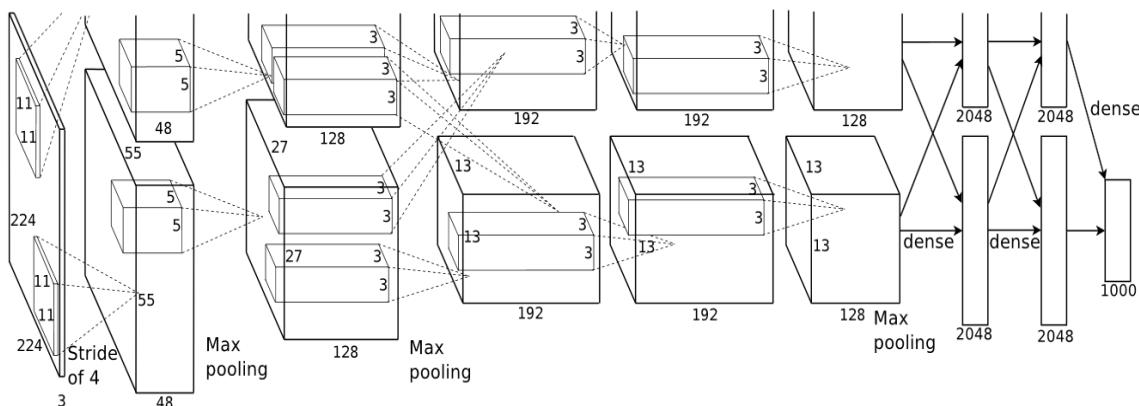
Існує багато робіт пов'язаних з розпізнаванням марок автомобілів: з використанням згорткових нейронних мереж [1], гістограм направлених градієнтів і машини опорних векторів [2], наївного байесівського класифікатора [3] та інші. Загальна якість розпізнавання кожним методом є непоганою при певних сталих умовах, та ці методи дуже чутливі до багатьох інших факторів. Таким чином, в загальному задача класифікації марок автомобілів не є розв'язаною до кінця і залишається актуальною в наш час.

Метою даної роботи є проведення аналізу одного з найсучасніших підходів до класифікації різних об'єктів, а саме автомобілів, основаного на глибоких нейронних мережах.

### Аналіз методу та його реалізація

Останнім часом глибокі нейронні мережі набули великої популярності, особливо після прориву зробленого в роботі [4], в якій описано застосування глибоких нейронних мереж для розпізнавання зображень в межах конкурсу Imagenet 2012. Модель AlexNet, використана авторами роботи, показала неймовірний приріст в якості класифікації зображень, а також в якості детектування об'єктів на зображенні, і зайніяла перше місце в конкурсі. Модель представляє собою нейронну мережу, що складається з 8 шарів: 5 згорткових і 3 повнозв'язаних. Також одним із факторів популяризації даних методів є збільшення відкритому доступі різноманітних фреймворків і програмних продуктів для навчання і використання глибоких нейронних мереж, наприклад: Caffe, Torch, Theano, TensorFlow [5-8].

Глибокі згорткові нейронні мережі (ГЗНМ) представляють собою набір зв'язаних між собою згорткових і повнозв'язаних шарів. Також можуть використовуватися зв'язані вагові коефіцієнти та агрегувальні шари. Ця архітектура дозволяє ГЗНМ отримувати переваги від двовимірної структури вхідних даних. Приклад архітектури наведений на рис. 1 [4].



**Рис. 1. Архітектура глибокої нейронної мережі**

Навчання ГЗНМ зазвичай здійснюється за допомогою стандартного алгоритму зворотного поширення помилки. Уточнення вагових коефіцієнтів може здійснюватися стохастичним найшвидшим спуском [9].

В своїй роботі ми вирішили зупинитися на архітектурі GoogLeNet описаній в роботі [10]. Данна архітектура розроблена як безпосереднє покращення архітектури AlexNet, описаної в роботі [4]. Вона містить 22 шари, в порівнянні модель AlexNet містить всього лише 8 шарів. В той же час GoogLeNet має близько в 12 разів менше параметрів для навчання, що в першу чергу пов'язано з використанням згортки з меншим розміром ядра і повнозв'язаних шарів з меншою кількістю нейронів. Незважаючи на меншу кількість параметрів, архітектура GoogLeNet показує кращі результати при класифікації та детекції на вибірці ImageNet [10].

В більшості робіт пов'язаних з розпізнаванням марок автомобілів використовуються вибірки з зображеннями автомобілів гарної якості (рис. 2), і при переході на зображення гіршої якості дані підходи перестають працювати.



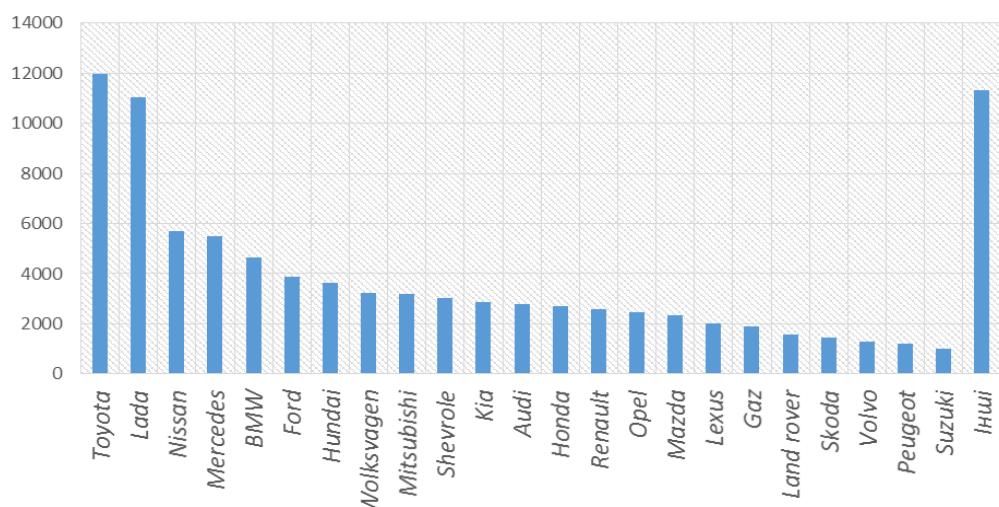
**Рис. 2. Приклади вхідних зображень використовуваних в інших роботах**

В своїй роботі ми використали власноруч зібрану вибірку реальних фото з камер, встановлених на реальних об'єктах європейських доріг (в основному фотографії з доріг країн СНД). Приклади показано на рис. 3.



**Рис. 3. Приклади вхідних зображень**

Загалом наша вибірка містить в собі близько 80 тисяч зображень автомобілів 900 марок. Однією з основних проблем вибірки є нерівномірний розподіл кількості картинок для кожного з класів авто, рис. 4.



**Рис. 4. Розподіл даних для різних моделей автомобілів**

Через нерівномірне розподілення даних вирішено навчати систему для 20 класів з найбільшою кількістю зображень. Таким чином використано вибірку розміром близько 60 тисяч зображень. В якості інструменту обрано фреймворк Caffe [5].

Вибірку даних було поділено на дві частини: 80% зображень використано для тренувальної частини і 20% для тестової. Розмір вхідного зображення 256 на 256 пікселів. Проведено навчання декількох моделей з різними початковими параметрами. Найкращий результат вдалося отримати при тонкому налаштування (fine-tuning) моделі навченої на вибірці Imagenet [10], параметр регулювання величини кроку навчання рівний 0.001, процедура навчання застосовувалося до 3 останніх шарів. Навчання проводилося на тестовій машині наступної конфігурації: IntelCorei5, NVIDIA GTX 660 Ti, 8 Gb RAM. Час оптимізації однієї моделі близько 10 годин. На тренувальній вибірці отримано точність 98.5%, на тестовій вибірці 89.9%.

### Висновки

В роботі розглянуто приклад використання глибоких нейронних мереж для розпізнавання марок автомобілів. Встановлено, що дані методи дозволяють автоматично виділяти необхідні особливості на великій кількості вхідних даних. Результати тестів показують пристосованість даного підходу до варіативних вхідних даних невисокої якості і їх високу точність.

### Література

- Dlagnekov L., Belongie S., "Recognizing Cars", UCSD CSE Tech Report, no. CS2005-083, 2005.  
D. F. Llorca, R. Arroyo and M. A. Sotelo, "Vehicle logo recognition in traffic images using hog features and svm", Proc. 16th IEEE Intell. Transp. Syst. Conf., vol. 9, pp. 2229-2234, 2013  
G. Pearce and N. Pears, "Automatic make and model recognition from frontal images of cars", Proc. IEEE AVSS, pp. 373-378, 2011  
Alex Krizhevsky, Ilya Sutskever, and Geoff Hinton. Imagenet classification with deep convolutional neural networks. In Advances in Neural Information Processing Systems 25, pages 1106–1114, 2012  
Caffe. Інтернет ресурс. – Режим доступу: <http://caffe.berkeleyvision.org>  
Torch. Інтернет ресурс. – Режим доступу:<http://torch.ch/>  
Theano. Інтернет ресурс. – Режим доступу: <http://deeplearning.net/software/theano/>  
TensorFlow. Інтернет ресурс. – Режим доступу: <https://en.wikipedia.org/wiki/TensorFlow>  
Глибинне навчання. Інтернет ресурс. – Режим доступу: [https://uk.wikipedia.org/wiki/Глибинне\\_навчання](https://uk.wikipedia.org/wiki/Глибинне_навчання)  
C. Szegedy, W. Liu, Y. Jia, P. Sermanet, S. Reed, D. Anguelov, D. Erhan, V. Vanhoucke, and A. Rabinovich, "Going deeper with convolutions," arXiv preprint arXiv:1409.4842, 2014

**Рекомендовано до публікації:** д.ф-м.н., проф. Редько І.В. НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна.

## СЕКЦІЯ №6: «ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА»

УДК 621.3

### Реалізація принципу MPPT для фотобатарей

А.В.Крилов

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: artem142142@gmail.com

В статті розглянуто способи забезпечення відбору максимальної енергії (MPPT – MaximumPowerPointTracking) для фотобатарей. Наведено основні типи підключення фотобатарей та реалізація керування положенням робочої точки на вольт-амперній характеристиці за допомогою MPPT-контролера.

The paper is devoted to the ways of MPPT(MaximumPowerPointTracking) for PV cells. Main types of PV cells connection to common power system and MPPT controller based control of working point position at current-voltage characteristics are considered.

**Ключові слова:** фотобатарея, MicroGrid, мікроконтроллер, широтно-імпульсна модуляція.

**Key words:** PV cells, MicroGrid, microcontroller, power-pulse modulation.

#### Вступ

Використання альтернативних джерел енергії є актуальною в сучасних умовах дефіциту енергоносіїв і пріоритетності заходів енергозбереження та енергоефективності. Серед існуючих типів джерел альтернативної енергії є енергія Сонця, яку можна використовувати для забезпечення електро живлення будинків та споруд шляхом підключення фотобатарей (ФБ) [1-3]. Одним з найпоширенішим застосуванням енергії сонця є система MicroGrid.

Локальна система MicroGrid включає в себе, як правило, одну або кілька розподільних підстанцій і комплекси зберігання енергії, що дозволяє їй як функціонувати автономно, так і бути пов'язаною з зовнішньою енергосистемою. Зазвичай MicroGrid призначені для забезпечення локальних потреб в електроенергії і не мають на увазі передачу електрики на далекі відстані.

Однією з важливих проблем, пов'язаних з ефективним функціонуванням системи MicroGrid, у складі якої присутні фотобатареї як одне з найбільш розповсюджених альтернативних джерел, є відбір максимальної енергії - MPPT (MaximumPowerPointTracking) – [4,5].

#### Способи підключення фотобатарей у MicroGrid

В залежності від функціонального призначення та особливостей застосування фотобатарей у MicroGrid використовуються різні типи підключення та різні види контролю отриманої енергії [5].

### **1. Автономні системи**

Автономні фотоелектричні системи використовуються там, де немає мереж централізованого електропостачання – у окремо розташованих будинках та спорудах з автономним живленням, локальних та віддалених об'єктах. Як правило, для забезпечення енергією в темний час доби або в періоди, коли наявної енергії від фотобатарей недостатньо для живлення споживачів, використовуються акумуляторні батареї [2].

### **2. Фотоелектричні системи, під'єднані до мережі**

Якщо наявна мережа централізованого електропостачання, фотобатареї використовуються з метою забезпечення альтернативного живлення, зменшення витрат на електроенергію мережі, а також як додатковий захід енергозбереження. В цьому випадку сонячні панелі приєднуються до існуючої центральної електромережі. За умови підключення достатньої кількості фотоелектричних модулів, значна частина споживання наявних електрических навантажень забезпечується за рахунок сонячної енергії [1,2].

### **3. Системи резервного електроживлення**

Резервні системи на базі фотобатарей використовуються у випадках, коли з'єднання з мережею централізованого електропостачання присутнє, але можливі перебої у електроживленні, а також для надійного живлення відповідального обладнання та споживачів [2].

#### **Способи відбору максимальної потужності (MPPT) від фотобатарей**

Незалежно від способу підключення фотобатареї у системі електроживлення наявний контролер (сервер) фотобатарей, що забезпечує їх коректну роботу у відповідності до заданого алгоритму з реалізацією функції MPPT. В табл.1 наведені способи контролю режимами фотобатарей з відбором максимальної енергії.

**Табл.1. Види контролерів**

№	Спосіб контролю	Опис
1	ШІМ-контролери	Мікросхеми ШІМ-контролерів забезпечують керування вентилями силового блоку для регулювання напруги на його вході в заданому діапазоні у відповідності до вимірювання внутрішнього опору сонячної батареї, тобто до зворотнього зв'язку.
2	Відстеження точки максимальної потужності	Спосіб, що використовується для отримання максимальної можливої енергії на виході фотобатарей. Для MPPT використовуються цифрові пристрої, що аналізують положення робочої точки на вольт-амперній характеристиці (ВАХ) для визначення режиму MPPT
3	Система орієнтації сонячних батарей	Механізм, призначений для налаштування положення

		сонячних панелей, найближче до ортогонального сонячним променям. Орієнтування виконується шляхом розвороту і подальшого підтримання необхідного положення в просторі корпусу за допомогою електромеханічних приводів керування рухом і поворотом панелей.
4	Схема «Вимкнути/Увімкнути»	Найбільш простий та надійний метод. Заряд акумулятора доходить в цьому випадку приблизно до 90% номінального значення. Недоліком є те, що у акумуляторів постійно відбувається регулярний недобір енергії, який значно знижує термін їх експлуатації.

В системах MicroGrid найбільш часто використовуються ШІМ-контролери, принцип роботи яких полягає у генерації модульованих сигналів керування ключовими елементами перетворювача електричної енергії. Для відбору максимальної енергії від фотобатареї необхідно забезпечити узгодження її внутрішнього опору з опором навантаження. Це досягається регулюванням коефіцієнта заповнення імпульсів (КЗІ). Зворотний зв'язок реалізований за допомогою давачів напруги на виході ФБ та навантаженні і вхідного струму [2].

При зменшенні потужності на виході ФБ ітеративним методом змінюється коефіцієнт заповнення ШІМ-сигналу для утримання робочої точки в точці відбору максимальної енергії (рис.1). За даними давача напруги визначається рівень напруги на навантаженні і його

відповідність номінальному

значенню. При зниженні рівня напруги нижче номінального КЗІ ШІМ для понижуючого перетворювача збільшується з нуля до значення, коли напруга на навантаженні стає номінальною. При збільшенні рівня напруги вище номінального коефіцієнт заповнення імпульсів для підвищуючого перетворювача збільшується з нуля до значення, коли напруга на навантаженні

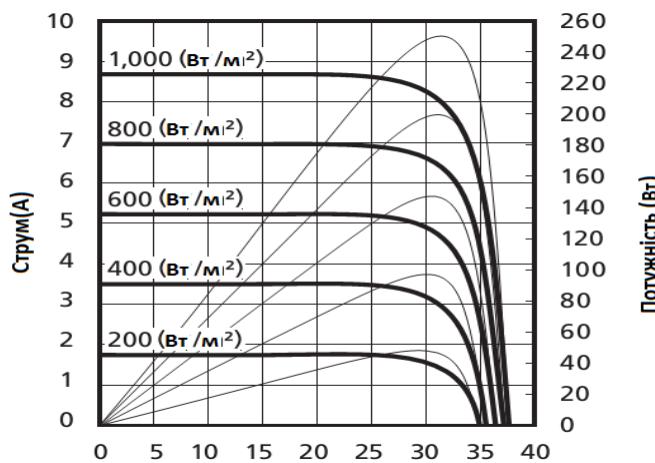


Рис.1.ВАХ фотобатареї

стає номінальною [3-4].

Другий контролер ґрунтуються тільки на пошуку точки максимальної потужності. Відбір максимальної енергії, як правило, реалізується принципом пошуку точки МРРТ шляхом коротких періодичних змін положення робочої точки:

$$P = (U \pm \Delta U) \cdot (I \pm \Delta I) \quad (1)$$

де  $U$  та  $I$  – напруга та струм у робочій точці,  $\Delta U$  та  $\Delta I$  - прирощення напруги і струму при зміні положення робочої точки (задається контролером).

Якщо при цьому потужність на виході збільшується, то положення робочої точки змінюється в цьому напрямку при наступному кроці [5].

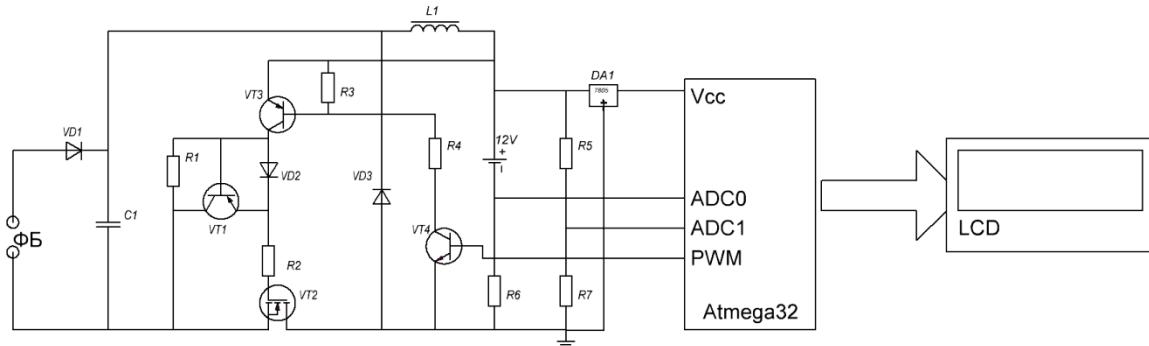


Рис.2.Схема MPPT-контролера

Ця схема найбільш просто реалізується на основі контролера. Для прикладу, на рис.2 наведено схему MPPT на мікроконтролері Atmega32. Фото-EPC схеми визначається виразом:

$$E = \frac{1}{\lambda} \ln\left(1 + \frac{i_\phi}{i_m}\right) \quad (2)$$

де  $\frac{1}{\lambda} = \frac{kT}{e} \beta$ ;  $k$  - постійна Больцмана, заряд електрона;  $T$  - температура, К;  $\beta$  - величина,

що характеризує матеріал напівпровідника (для германію  $\beta = 1$ , для кремнію  $\beta > 1$ );  $i_\phi$  та  $i_m$  - густини фотоструму та темнового струму відповідно [5].

Побудована таким чином система MPPT має найбільший коефіцієнт корисної дії серед розглянутих способів. Незаперечною перевагою є також те, що сонячні панелі можна з'єднувати послідовно, тим самим підвищуючи напругу в колі контролера й знижуючи струм.

### Висновок

З урахуванням зростання тарифів на електроенергії використання фотобатарей поряд з іншими альтернативними джерелами є важливим кроком на шляху забезпечення енергоефективності сучасних MicroGrid систем. При цьому відбирання максимальної енергії забезпечується різними способами, серед яких найбільш простим та ефективним є застосування MPPT-контролера.

### Література

1. Koki Ogura, SraWouth Chandhaket, Koudriavtsev O. and others. Utility-interfaced solar power conditioner with sinewave modulated quasi-resonant soft switching inverter link for residential application // Технічна електродинаміка. – Тематичний випуск „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2002. – Ч.8. – С.79-82.
2. Ю.І. Якименко, Є.І. Сокол, В.Я. Жуйков, Ю.С. Петергеря, О.Л. Іванін. Відновлювальні джерела енергії у локальних об'єктах // – К.: ІВЦ „Політехніка”, 2001.

3. Андреев В. М., Грилихес В. А., Румянцев В. Д. «Фотоэлектрическое преобразование концентрированного солнечного излучения» // Л.: Наука, 1989.
4. O.Veligorskyi, R.Kosenko, S.Stepenko. High-Efficiency Solar Tracker Development and Effectiveness Estimation // Proceeding of the 2014 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems IEPS'2014 (Kyiv, Ukraine, June 2-6, 2014). – Kyiv: IEEE, 2014. – P.153-158
5. Петергеря Ю.С. Реалізація ефективного керування споживанням електричної енергії в локальних об'єктах (за матеріалами наукової праці «Теорія та засоби побудови енергоефективних систем керування електроживленням локальних об'єктів»)/ Ю.С. Петергеря, Т.А. Хижняк, І.В. Блінов, В.В. Чопик // Технічна електродинаміка. – Темат. вип. „Силова електроніка та енергоефективність”. - 2010. – Ч.1 – С.116-120.

**Рекомендовано до публікації:** д.т.н., проф. Ямненко Ю.С., зав. кафедри промислової електроніки, факультет електроніки, НТУУ «КПІ», м. Київ, Україна

УДК 621.3

**ЗМЕНШЕННЯ КІЛЬКОСТІ НЕДООТРИМАНОЇ ЕНЕРГІЇ ВІД СОНЯЧНОЇ БАТАРЕЇ**

Б.М. Служинський

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: coolboy1994@ukr.net

У роботі розглянутий спосіб зменшення кількості недоотриманої енергії від сонячної батареї в процесі пошуку її точки максимальної потужності.

Paper considers the way of reducing the amount of energy shortfall from solar battery in process of maximum power point tracking.

**Ключові слова:** пошук точки максимальної потужності, зменшення недоотриманої енергії, сонячна батарея

**Key words:** maximum power point tracking, reducing energy shortfall, solar battery

**Вступ**

Коефіцієнт корисної дії сучасних сонячних батарей (СБ) є порівняно невисоким і складає 9-17%. Зважаючи на це, а також з урахуванням безкоштовності енергоносія, від подібних джерел електричної енергії у будь-який момент часу доцільно відбирати максимально можливу вихідну потужність. За рахунок цього у навантаженні можемо отримати максимальну кількість електричної енергії.

Під час роботи при заданих умовах навколошнього середовища максимальний вихідний потужності СБ  $P_M$  відповідає робоча точка максимальної потужності (МП) на її вихідній характеристиці з координатами  $U_{MP}$ ,  $I_{MP}$  (Рис. 1).

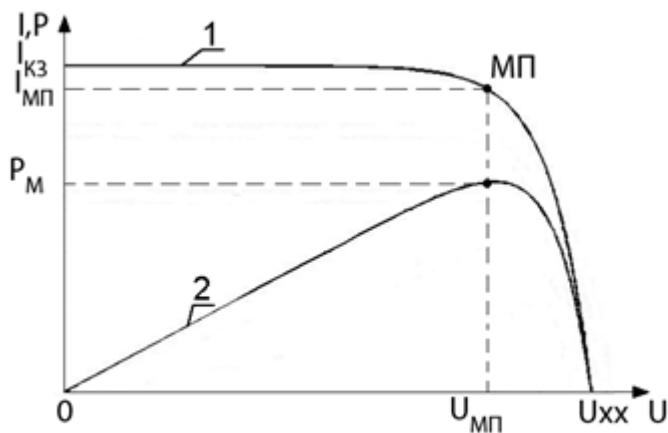


Рис.1. ВАХ (1) і крива потужності СБ (2)

За зміни умов навколошнього середовища вихідна характеристика СБ зміщується, що призводить до зміни координат точки максимальної потужності (ТМП). Для одержання від СБ максимальноможливої кількості електричної енергії  $W_{\text{мм}} = P_m \cdot t$  необхідно постійно відслідковувати координати ТМП СБ і забезпечувати її роботу у цій точці. Для цього використовують спеціальні методи та алгоритми пошуку ТМП СБ. При реалізації більшості сучасних алгоритмів пошуку ТМП робоча точка СБ перебуватиме не в самій ТМП, а в її околиці, або коливатиметься навколо неї. За рахунок цього у навантаженні недоотримуємо певну кількість електричної енергії[1]. Проаналізуємо способи зменшення кількості недоотриманої енергії.

### Основна частина

Для збільшення кількості одержаної енергії використовують пристрой узгодження навантаження з джерелом. В якості таких пристрой широко використовують імпульсні регулятори (ІР) постійної напруги. Вони працюють в режимі регулювання вихідного струму СБ і забезпечують її виведення в точку максимальної потужності (МП) при зміні зовнішніх умов. Для керування ІР необхідно визначати координати точки МП ( $I_{\text{МП}}$  та  $U_{\text{МП}}$ ) СБ.

Оскільки вхідний струм ІР є пульсуючим, при використанні його в якості пристроя узгодження СБ з навантаженням, робоча точка СБ періодично зміщується відносно положення МП. При цьому миттєва потужність, що відбирається від СБ змінюється, внаслідок чого енергія, що передається до навантаження є меншою від максимально можливої. Крім того, внаслідок асиметрії кривої  $P_h^* = f(I^*)$  графік зміни  $P_h^* = f(t)$  є асиметричним, що збільшує недоотриману енергію, яка на Рис. 2(б) показана заштрихованими ділянками[2].

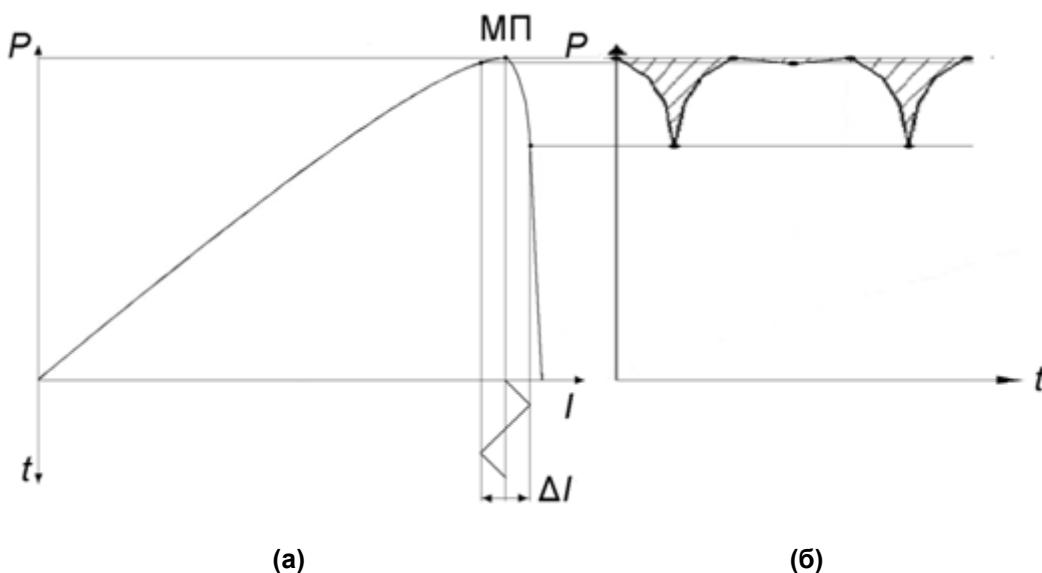
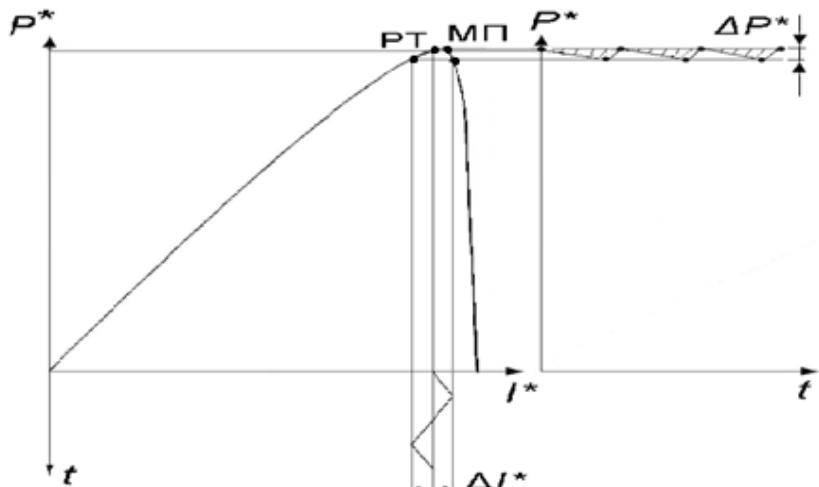


Рис.2. Крива потужності(а) та графік зміни миттєвої потужності(б)

Якщо при тій же пульсації вихідного струму СБ  $\Delta I$  її початкову робочу точку змістити лівіше від ТМП в точку РТ (Рис. 3) пульсація вихідної потужності вже буде симетричною і кількість недоотриманої енергії (площа заштрихованої ділянки) буде меншою, ніж у попередньому випадку[3].



(а)

(б)

Рис.3. Зміна положення робочої точки (а) і графік зміни миттєвої потужності(б)

Покажемо, що при симетричній пульсації потужності кількість недоотриманої енергії дійсно є найменшою при заданій пульсації  $\Delta I$ . Розглянемо роботу у симетричному режимі більш детально. Припустимо, що пульсації вихідного струму СБ є лінійними.

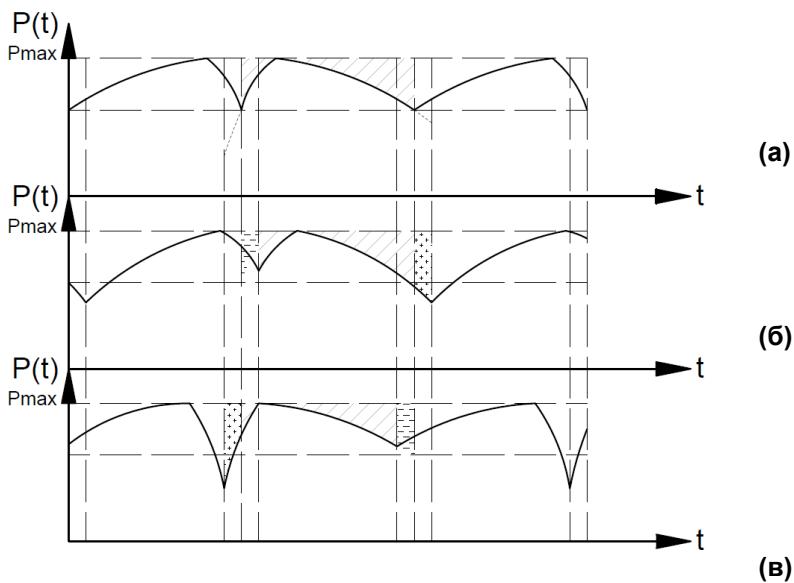


Рис. 4. Графік зміни миттєвої потужності СБ у симетричному режимі (а) та при зміщенні робочої точки вправо (б), та вліво (в) відносно робочої

Оскільки ВАХ СБ є падаючою (Рис.1) мінімальному струму  $I_{min}$  відповідає максимальна напруга  $U_{max}$  і навпаки.

Для отримання симетричної пульсації вихідної потужності СБ (Рис.3) необхідно, щоб миттєва потужність в точці  $I_{max}$  дорівнювала миттєвій потужності в точці  $I_{min}$ , тобто:

$$I_{\max} \cdot U_{\min} = I_{\min} \cdot U_{\max}. \quad (1)$$

Якщо СБ працює в режимі з симетричною пульсацією потужності, недоотримана енергія дорівнює площі заштрихованої ділянки (Рис.4 а). Нехай початкова робоча точка РТ змістилась дещо вправо від початкового положення (Рис.4 б). При цьому зміщується точка пульсації потужності при  $I_{\max}$  і площа над кривою дещо зменшилась, тобто зменшилась кількість недоотриманої енергії. Ця кількість вказана штриховкою мінусами (Рис.4 б). Але також точка пульсації потужності при  $I_{\min}$  теж змістилася і цьому випадку площа над кривою зросла значно більше. Штриховою плюсами показане збільшення кількості недоотриманої енергії (Рис.4 б). Analogічно для випадку зміщення РТ вліво відносно початкового положення (Рис.4 в) Таким чином загальна кількість недоотриманої енергії зростає в обох випадках.

При виконанні умови (1) [3], для заданої пульсації вихідного струму  $IP\Delta I = I_{\max} - I_{\min}$  від СБ одержимо максимальну кількість електричної енергії. При зменшенні пульсації струму кількість недоотриманої енергії відносно максимально можливої  $W_{mm}$  буде зменшуватися і у граничному випадку при  $\Delta I \rightarrow 0$  кількість отриманої енергії  $W \rightarrow W_{mm}$ .

### **Висновок**

Через несиметричність кривої потужності СБ її початкову робочу точку слід обирати лівіше від фактичної ТМП. При цьому забезпечується симетрична пульсація вихідної потужності СБ при роботі на IP, тим самим зменшуючи кількість недоотриманої енергії. Виконання умови (1) мінімізує кількість недоотриманої енергії від СБ при заданій пульсації її вихідного струму.

### **Література**

1. R. Faranda, S. Leva. (2008), "Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems". Wseas transactions on power systems. – Issue 6. – Vol. 3. - Pp. 446-455.
2. Вербицький Є.В., Ромашко В.Я. Особливості пошуку точки максимальної потужності сонячної батареї методами холостого ходу і короткого замикання. // Электроника и связь. – 2013. – №5. – С. 13–18.
3. Пат. UA 91151 Україна, 25.06.2014. Спосіб пошуку точки максимальної потужності сонячної батареї. / В.Я. Ромашко, Є.В. Вербицький, Є.І. Киричук

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.314

**ВИКОРИСТАННЯ ТРЬОХФАЗНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ  
МАЛОПОТУЖНИХ СПОЖИВАЧІВ В УМОВАХ АВАРІЙНОГО ВІДКЛЮЧЕННЯ ОДНІЄЇ АБО  
ДВОХ ФАЗ**

Є.О. Зінченко

НТУУ «КПІ», факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [ZYO\\_PE@yahoo.com](mailto:ZYO_PE@yahoo.com)

Розглянуто розробку та функціонування малопотужного трьохфазного перетворювача умовах аварійного відключення однієї або двох фаз. Зокрема, розглянуто варіант застосування трьох однофазних трансформаторів для живлення від трьохфазної мережі з перетворенням у однофазну систему за допомогою некерованої схеми Ларіонова зі встановленим Г-подібним фільтром. За допомогою додатку Simulink пакету Matlab проаналізовано роботу перетворювача в різних режимах роботи.

The paper deals with the development and operation of low-power three-phase converter during the emergency shutdown of one or two phases. In particular, use of three single-phase transformer for power supply from three-phase network is considered with the converting single-phase system with uncontrolled Larionov scheme with L-shaped filter. Converter's work in different modes is analyzed and modeled in Matlab-Simulink.

**Ключові слова:** трьохфазна мережа, однофазний трансформатор, некерована схема Ларіонова, Г-подібний фільтр, моделювання, Matlab-Simulink.

**Key words:** three-phase network, single-phase transformer, Larionov uncontrolled scheme, L-shaped filter, simulation, Matlab-Simulink.

### Вступ

Для живлення малопотужних споживачів, зокрема, обчислювальних мереж та систем керування, за умови можливого зникнення напруги основного джерела застосовують джерела безперебійного живлення. Вони вмикаються між джерелом живлення та споживачем і забезпечують живлення за рахунок накопичення енергії у акумуляторних батареях. Батареї можна розглядати як основний недолік таких джерел – наскільки б високотехнологічними вони не були, все одно зберігається необхідність дотримання особливих умов експлуатації. Існує три основні схеми побудови джерел безперебійного живлення: резервне джерело живлення, інтерактивне та on-line або подвійного перетворення. Джерела безперебійного живлення забезпечують надійне електроживлення, але мають ряд недоліків, які можна усунути іншими, зокрема, схемотехнічними засобами [4].

### Класифікація ситуацій, що супроводжують зміни в електромережі

Основними причинами аварійної ситуації для роботи пристройів керування та електронної апаратури є: 1) імпульс напруги (різка зміна напруги мережі, за якою відбувається відновлення

до звичайного рівня за проміжок часу до 10 мс; причинами появи таких імпульсів є потрапляння блискавки в електромережу, робота ліфтів, кондиціонерів, промислового устаткування); 2) провал напруги (раптове значне зниження напруги з подальшим відновленням за проміжок часу від декількох періодів до десятків секунд; провали виникають через обмежену потужність підстанцій, пуск і роботу потужного устаткування і спостерігаються людиною як мерехтіння освітлювальних приладів); 3) короткоснє непомітне для людини зникнення напруги (відсутність напруги тривалістю менше 20 мс, причиною якого є пускові струми офісної техніки та потужних електродвигунів); 4) радіочастотний шум (поява високочастотних складових напруги мережі, викликана підключенням реактивних навантажень, роботою генераторів, промислового устаткування та радіопередавачів); 5) довготривале зникнення напруги (зникнення напруги тривалістю від 20 мс до декількох годин, що виникає при відключені ліній живлення від підстанції через перевантаження, несприятливі погодні умови, фізичні пошкодження підстанції або лінії); 6) вибіг частоти (короткосні зміни частоти при підключені потужного електрообладнання) [2].

Таким чином, забезпечення надійного електроживлення малопотужного устаткування за умов перебоїв або аварійних ситуацій у мережі, зокрема, при зникненні фазної напруги однієї або двох фаз трифазної системи, є актуальною. Пошуку простого та ефективного вирішення цієї задачі в різних варіантах присвяченочисленні публікації.

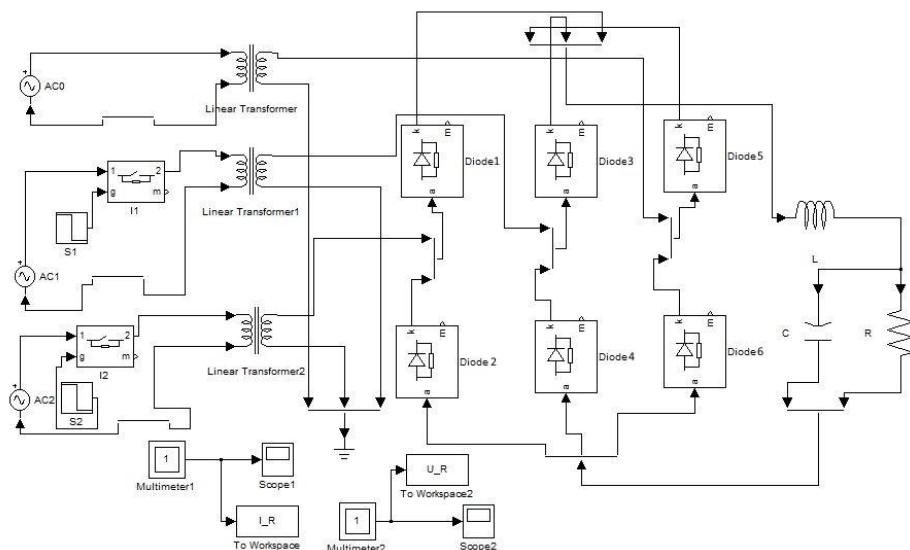
### **Застосування перетворювача для живлення при обриві фаз**

Одним із способів забезпечення надійного живлення пристрій керування обладнанням від трифазних мереж є використання трьох малопотужних однофазних трансформаторів, зібраних в одну систему, які забезпечують гальванічну розв'язку та зниження напруги трьохфазної мережі живлення, а також трьохфазної мостової схеми або некерованої схеми Ларіонова, яка формує на виході однофазну випрямлену напругу. Відповідно до типу пристрію, для живлення якого застосовується ця схема, додатково встановлюються також фільтри та імпульсні перетворювачі. Використання фільтрів, які встановлюються на виході випрямляча, зумовлено необхідністю згладжування пульсації випрямленої напруги після випрямляча та відфільтровування змінної складової сигналу, так що в ідеальному випадку на навантаженні буде лише постійна складова. Параметри елементів Г-подібного фільтру підібрані так, щоб елементи, ввімкнені послідовно з джерелом напруги, мали великий опір для змінної складової струму та малий опір для постійної складової. Імпульсні перетворювачі здійснюють точне регулювання сигналу з остаточним згладжуванням можливих пульсацій після фільтра, підвищуючи або знижуючи рівень сигналу. При використанні цієї схеми живлення здійснюється від усіх фаз, тому як короткострокове, так і довготривале зникнення однієї з фаз суттєво не впливає на живлення пристрію [3].

Проведемо дослідження моделі малопотужного перетворювача з Г-подібним фільтром та блоком фіксації необхідних осцилограм під час аварійної ситуації, яку моделюють ключові керовані елементи. Схему розроблено в середовищі Simulink пакету Matlab.

### Моделювання роботи перетворювача

Під час моделювання було отримано осцилограми напруги та струму через навантаження після Г-подібного фільтру за умови роботи в трьох режимах. Трифазна мережа моделюється за допомогою трьох ідеальних синусоїдних джерела напруги. Фазні напруги проходять через три ідеальних однофазних трансформатори. До схеми перетворювача входять шість діодів, дросель L та конденсатор C утворюють Г-подібний фільтр, резистор R, який є активним навантаженням, пари ідеальних керованих ключів та пари мультиметрів з осцилографами (рис. 1) [1].



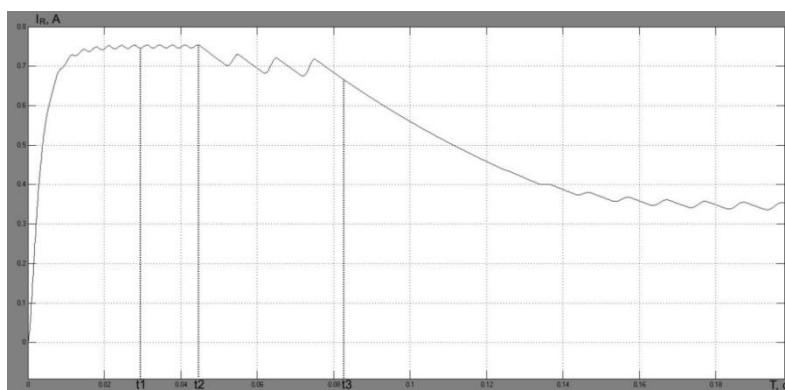
**Рис.1 Модель перетворювача**

Реєстрацію форм напруги та струму здійснюють такі прилади:

- ❖ Multimeter1 зі Scope1 демонструє форму струму;
- ❖ Multimeter2 зі Scope2 демонструє форму напруги.

Аварійні ситуації моделюються за допомогою двох ідеальних перемикачів:

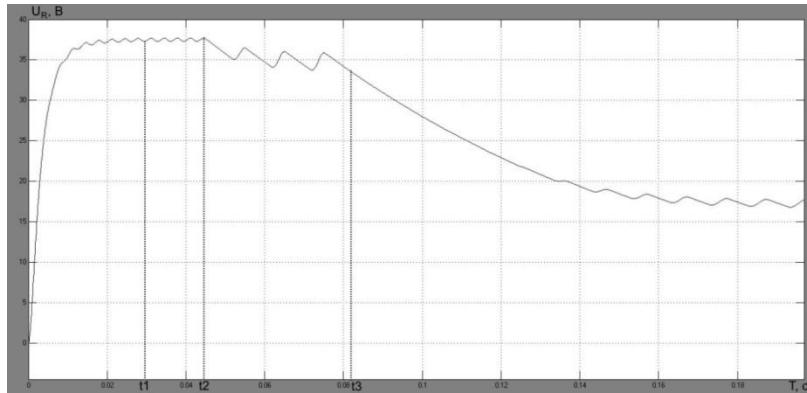
- ❖ Ключ I1 з перемикачем S1 для другої фази;
- ❖ Ключ I2 з перемикачем S2 для третьої фази.



**Рис.2 Форма струму на навантаженні**

Важливо зауважити, що моделювався випадок, коли перетворювач працює на активний опір – резистор R з номіналом 50 Ом. Після моделювання схеми було отримано осцилограми струму  $i_R$  (рис.2) та напруги  $U_R$  (рис.3) на навантаженні. На осцилограмах видно момент

ввімкнення системи 0; перехідний процес у індуктивності та конденсаторі (0,t1); усталений режим роботи за умови наявності напруги на всіх трьох фазах; момент першої аварії t2, в результаті якої плавно зменшується рівень струму та напруги за рахунок розряду реактивних елементів фільтра; момент другої аварії t3, яка відмикає третю фазу, довгий перехідний процес розряду реактивних елементів фільтра.



**Рис.3 Форма напруги на навантаженні**

### Висновок

Моделювання показало, що існує можливість використання даної ідеї застосування малопотужного перетворювача який працює від трифазної мережі для живлення малопотужних споживачів. Використання запропонованої схеми дає можливість постійного використання одночасно всіх фаз мережі живлення, в яких наявна напруга. Очевидними перевагами є простота конструкції, довговічність елементів, надійність роботи перетворювача, автоматичне забезпечення безперебійної роботи незалежно від стану мережі та можливих проблем з нею – таких як зникнення напруги та провалів. Можливий варіативний підбір елементів відповідно до параметрів, кількості та взаємного підключення декількох пристрій керування. Проста конструкція трансформаторів забезпечує захист від більшості аварійних ситуацій в мережі: несиметричність мережі, можливих коротких замикань, перенапруг.

### Література

1. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие / С. Г. Герман-Галкин. – Санкт-Петербург: КОРОНА-Принт, 2001. – 320 с.
2. Литвиненко А. Джерела безперебійного живлення (ДБЖ) / Анатолій Литвиненко [Електронний ресурс] — Режим доступу:<http://www.sven.fi/ua/press/publications/detail.php?id=6925>— Назва з екрана.
3. Перетворювальна техніка. Частина 1: Підручник / В. С. Руденко, В. Я. Ромашко, В. Г. Морозов. – Київ: ІСДО, 1996. – 262 с.
4. Fleckenstein J. E. Three-Phase Electrical Power / Joseph E. Fleckenstein. – CRC Press, 2016. – p. 413.

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

## АНАЛИЗ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА

А.В. Присяжнюк

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: cmerty@gmail.com

Использование биотелеметрических средств при мониторинге и диагностике физиологических состояний и показателей жизнедеятельности человека позволяет анализировать данные с датчиков, чтобы в случае необходимости принять экстренные меры и своевременно оказать необходимую медицинскую помощь. В статье проанализированы физиологические параметры, в совокупности позволяющие классифицировать состояние человека. Приведены технические решения по построению датчиков физиологических параметров. Полученные результаты будут использованы в дальнейшем для разработки модуля мониторинга физиологических параметров.

**Use of biotelemetrical means for monitoring and diagnostics of physiological human states allows to analyse data from the sensor and apply emergency means for in-time medical help. Physiological parameters that are used to classify the human state are analyzed in this paper. Technical decisions for sensor construction are presented. The results obtained will be used in the future to construct the module for monitoring of physiological parameters.**

**Ключевые слова:** биотелеметрия, физиологическое состояние, пульс, давление, температура, модуль мониторинга.

**Key words:** *biotelemetry, physiological state, pulse, blood pressure, temperature, monitoring module.*

### Вступ

Передача информации на большие расстояния позволяет осуществлять комплексную диагностику состояния организма по многим физиологическим и диагностическим показателям с применением ЭВМ, что в свою очередь дает возможность прогнозировать изменения состояний организма и проводить профилактические мероприятия по предотвращению заболеваний. Опыты передачи физиологических данных по радио впервые осуществлены Л.Л. Чернавкиным и А. М. Ющенко в 1932 г. В 40—50-е годы в связи с успехами радиотехники биотелеметрические методы врачебного контроля и физиологических исследований стали широко использоваться в авиационной, космической и других областях.[1]

### Характеристика физиологических состояний человека

Зная основные показатели, такие как пульс, давление и температура - по которым можно контролировать и наблюдать за физиологическими состояниями человека, была составлена их классификация (табл. 1).

Табл.1

Название состояния	АД	ПС
Нормальное состояние(N)	120/80	60-90
Стресс	120/80(↑) → (160.../100...)	90 ↑
Кровопотеря		
Стадия 1. Происходит централизация кровообращения.	140-160(↑)/80(↓)	90-120
Стадия 2. Декомпенсация (состояние шока).	120-60(↓)/80-40(↓)	60
Переохлаждение	120/80(↓)	90(↓)
Критическое состояние	60/40	50-60

Нормальным состоянием считается состояние человека, в котором нет каких-либо критических отклонений, угрожающих жизнедеятельности организма. Это состояние характеризуется следующими основными показателями: АД(артериальное давление) – 120/80 (+/- 15%), ПС(пульс) – 60-90, Т(температура) – 36.2 – 36.8. Принимаем показатели с учётом того, что характеристики учитываются с погрешностью на фактор индивидуальности каждого человека[2].

Состояние стресса - одно из критических состояний (КС) человека. Оно является переходным состоянием, которое может проявляться вместе с другими КС. Характеризуется повышением АД до 160+/100+ и повышением ПС до 90 и выше, что объясняется выбросом адреналина из надпочечников.

Кровопотеря - опасное состояние человека, которой имеет две стадии. На первой стадии наблюдается централизация кровообращения для сохранения основных функций организма - работы головного мозга и сердца: повышение систолического давления до 140-160 за счёт понижения диастолического давления до 80 и ниже, пульс учащается до 90-120 ударов в минуту, температура нестабильна.

В случае продолжения кровопотери наблюдается вторая стадия развития - декомпенсация, которая характеризуется шоковым состоянием и сопровождается падением артериального давления до 120-60/80-40 и ниже, замедлением пульса 60 и ниже, падением температуры тела.

Переохлаждение - стрессовое состояние организма, при котором замедляются все процессы жизнедеятельности организма для сохранения энергии. Характеризуется снижением артериального давления, пульса и температуры тела.

Критическое состояние человека может наступить вследствие несвоевременного оказания помощи потерпевшему. Характеризуется крайне тяжелыми изменениями физиологических показателей жизнедеятельности организма, которые могут привести к

letal'nomu ischodu. Pr'i etom nablyudayetsya snizhenie davleniya nizke 60/40, zamедlenie pульsa nizke 50-60, i chastoe izmenenie temperatury tela. Pr'i takix pokazatelyax proisходyat neobratiemye izmenenia v kore golovnogo mozga, narushaysya klubochkovaya fil'traciya v pochkaх, narushayutsya funktsii vsekh vnutrennyih organov [3].

Данная классификация позволяет разработать технические решения для персонального модуля мониторинга жизненно важных показателей физиологического состояния человека.

## Технические решения

Для классификации и контроля пульса используются датчики, работающие на фотоплазмографическом эффекте. Данный датчик даёт возможность снимать показатели пульса, при малых размерах и высокой энергоэффективности. На рис. 1 представлена модель датчика в среде Matlab.

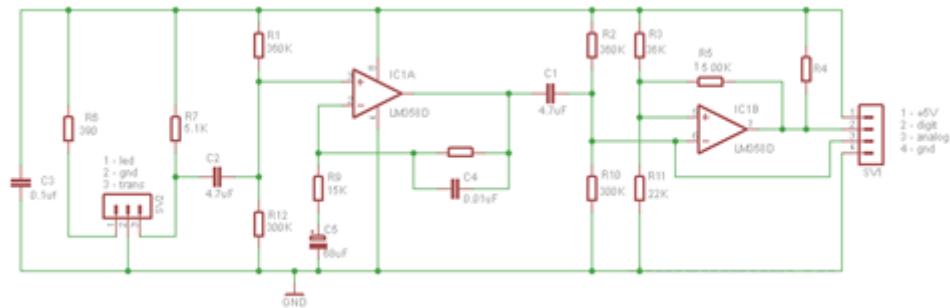


Рис. 1

Датчик температуры (рис.2) даёт возможность снимать показатели температуры при аналогично малых размерах, что позволяет интегрировать датчики в модуль мониторинга жизненно важных показателей.

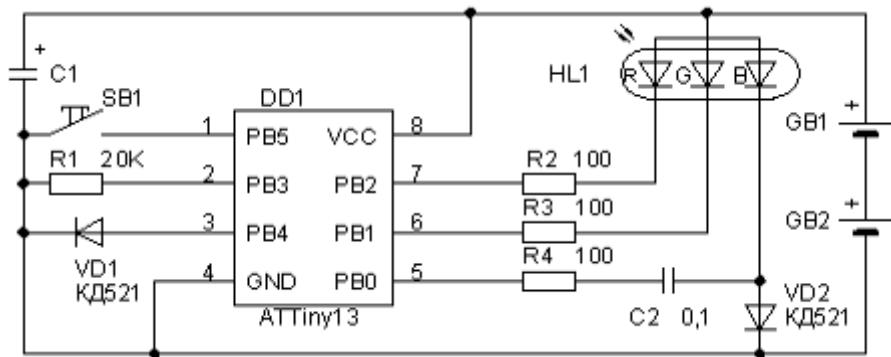


Рис. 2

Кроме рассмотренных датчиков пульса и температуры, персональный модуль включает в себя также и другие в зависимости от конкретных задач и особенностей применения.

### Выводы

Таким образом, использование средств биотелеметрии для мониторинга состояния человека является незаменимым при чрезвычайных ситуациях, так как на расстоянии дает возможность наблюдать за ситуацией, и в случае необходимости реагировать настолько быстро, насколько это возможно. Такая задача является актуальной в медицине, спорте, во время военных действий, для наблюдения за людьми в зоне риска. Классификация состояний человека позволяет идентифицировать текущее состояние по совокупности показателей. Малые габариты, небольшая мощность, высокая энергоэффективность и значительное время автономной работы биотелеметрических датчиков позволяет интегрировать их в персональный модуль мониторинга.

### Литература

1. Биологическая телеметрия, под ред. В. В. Парина, М., 1971, библиогр.; Справочник по телеметрии, под ред. Э. Л. Грюнберга, пер. с англ., М., 1971, библиогр.; Biomedical telemetry, ed. by G. A. Gaceres, N. Y.—L., 1 965. – 241с.
2. Регистрация жизненно важных функций [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://helpiks.org/2-77217.html>.
3. Патофизиология : учебник : в 2 т. / под ред. В.В. Новицкого, Е.Д. Гольдберга, О.И. Уразовой. - 4-е изд., перераб. и доп. - ГЭОТАР-Медиа, 2009. - Т. 1. - 848 с. : ил. – 183с.

### Рекомендовано до публикации:

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, д.т.н., проф. Ямненко Ю.С.  
кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.314.12

## ЗНИЖЕННЯ ВТРАТ ПОТУЖНОСТІ В ІМПУЛЬСНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ ПЕРШОГО РОДУ

Т.О. Рижакова

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: tani4ka17c@gmail.com

**Розглянуто основні види втрат потужності в класичній схемі імпульсного перетворювача постійної напруги першого роду на інтервалах статичного режиму роботи та комутації. Основний спосіб уникнення втрат – це заміна зворотного діоду силовим синхронним транзистором. Розглянуто основні вимоги до компонентів схеми.**

**The main types of power losses in the classical circuit of step-down converter on static mode and switching intervals. The main way to avoid losses - a replacement reverse diode by power simultaneous transistor. Considered the basic requirements for circuit components.**

**Ключові слова:** втрати потужності, понижуючий перетворювач, синхронний транзистор, інтервал комутації.

**Key words:** loss of power, buck converter, simultaneous transistor, switching interval.

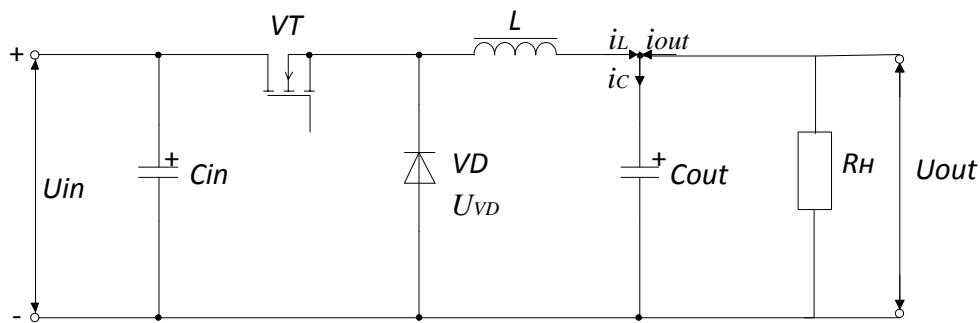
### Вступ

Понижуючі перетворювачі (stepdown, buck) стали невід'ємною частиною сучасної електроніки. Вони перетворюють вхідну напругу (зазвичай від 8 В до 25 В) у меншу стабілізовану напругу (зазвичай від 0,5 В до 5 В). Понижуючі перетворювачі передають із входу на вихід невеликі порції енергії, використовуючи ключ, діод, індуктивність і декілька конденсаторів.

На сьогодні одною з важливих проблем розвитку електроніки є збільшення тактової частоти процесорів (швидкодії). Для цього необхідно зменшити тривалість комутації ключових транзисторів процесору, що визначається процесами заряду та розряду паразитних ємностей. Величина зміни напруги на ємності при комутації пропорційна напрузі живлення. Зменшення напруги живлення дозволяє скоротити інтервали комутації. Але в той же час це призводить до значного зменшення ККД в традиційній схемі понижуючого перетворювача. В зв'язку з цим розробники приділяють багато уваги підвищенню ККД понижуючого перетворювача за рахунок підбору компонентів [1].

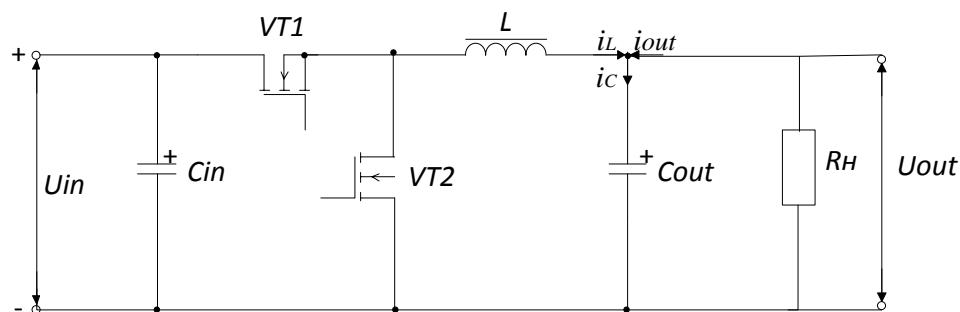
### Основні види втрат в понижуючих перетворювачах

Buck-конвертер (англ. buck-converter, також відомий в англомовній літературі як chopper) відноситься до імпульсних понижуючих (step-down) перетворювачів і будується за наступною схемою:



**Рис. 1. Класична схема понижуючого перетворювача ( $C_{in}$  – вхідний конденсатор,  $VT$  – ключовий транзистор,  $L$  – індуктивність,  $VD$  – зворотний діод,  $C_{out}$  – вихідний конденсатор,  $R_H$  – навантаження,  $U_{in}$  – вхідна напруга,  $U_{out}$  – вихідна напруга,  $U_{VD}$  – напруга на зворотному діоді,  $i_L$  – струм на індуктивності,  $i_C$  – струм на конденсаторі,  $i_{out}$  – вихідний струм)**

Значення ККД стабілізатора може бути в межах 93...95%. Головним джерелом втрат в перетворювачах є розрядний діод. Падіння напруги на відкритому р-п-переході звичайного діоду складає 1,2...1,4 В, у діодів Hexfred воно ще більше – до 2,1 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. Це відбувається з двох причин: по-перше, збільшується відношення падіння напруги на діоді до вихідної напруги, по-друге, збільшується середнє значення струму як за рахунок збільшення струму навантаження, так і за рахунок збільшення коефіцієнта заповнення струму діода. Цю проблему можна вирішити шляхом використання польового транзистора (MOSFET) у якості розрядного діоду (рис. 2) [2].



**Рис. 2. Схема понижуючого перетворювача з використанням синхронного транзистора ( $C_{in}$  – вхідний конденсатор,  $VT1$  – ключовий транзистор,  $VT2$  – синхронний транзистор,  $L$  – індуктивність,  $VT$  – синхронний транзистор,  $C_{out}$  – вихідний конденсатор,  $R_H$  – навантаження,  $U_{in}$  – вхідна напруга,  $U_{out}$  – вихідна напруга,  $i_L$  – струм на індуктивності,  $i_C$  – струм на конденсаторі,  $i_{out}$  – вихідний струм)**

Ці положення можна підтвердити розрахунком при типових значеннях параметрів. Розглянемо, як змінюється гранично досяжний рівень ККД в залежності від вихідної напруги в

традиційній схемі (рис. 1). При розрахунку втрат будемо враховувати тільки втрати провідності обох ключів, що становлять основну частку втрат. Напругу первинного джерела живлення приймемо рівною 12 В, розрахунок проведемо для джерела потужністю 24 Вт. На інтервалі провідності польовий транзистор (MOSFET) заміняємо лінійним опором  $R_{DS(on)} = 5 \text{ мОм}$  а діод Шотткі еквівалентним джерелом ЕРС в 0,4 В.

Результати розрахунків представлені в табл. 1.

**Таблиця 1. Зниження ККД при зменшенні вихідної напруги.**

Вхідна напруга, В	5	3,3	2
Коефіцієнт заповнення для транзистора	0,417	0,275	0,167
Коефіцієнт заповнення для діода	0,583	0,725	0,833
Втрати на інтервалі наростання струму (в транзисторі), Вт	0,074 (0,3%)	0,154 (0,6%)	0,293 (1,2%)
Втрати на інтервали спаду струму в діоді, Вт в транзисторі, Вт	1,12 (4,7%) 0,55 (2,3%)	2,11(8,8%) 0,25(1%)	4,0(16,7%) 0,657(2,7%)
Граничний ККД в схемі з діодом Шотткі (рис. 1), %	95	91,6	82,1
Граничний ККД в схемі з синхронним транзистором (рис. 2), %	93	98,4	96,1

Аналіз результатів розрахунку показує справедливість наведених на початку цього розділу тверджень про збільшення відносних втрат у зворотному діоді при зниженні вихідної напруги [1].

#### **Втрати в понижуючих перетворювачах на інтервалах комутації**

У попередньому розділі розглядалася робота перетворювача лише у статичному режимі, без врахування процесів на інтервалах комутації. Тому такі висновки доцільні лише для низькочастотних перетворювачів. Однак, в сучасних джерелах живлення використовують частіше перетворювачі з робочими частотами від десятків до сотень кілогерц.

При збільшенні робочої частоти, доля комутаційних інтервалів в циклі переключення зростає і, відповідно, зростає і доля комутаційних втрат від загальної кількості. Процеси на інтервалах комутації визначають також і особливі вимоги до кіл керування транзисторами, визначаючи траекторію їх переключення, не приводячи до аварійних режимів[1].

Струм зворотного відновлення діоду “відповідає” за ряд небажаних ефектів, що виникають при роботі імпульсних джерел живлення. Велика величина цього струму може стати проблемою при виборі ключа, так як цей великий зворотний струм буде додаватися до струму заряду дроселя. Форма струму зворотного відновлення є причиною додаткових радіочастотних завад від джерела живлення. Форми сигналів при зворотному відновленні зображені на рис. 3 [3].

Аналіз процесів переключення в понижуючому перетворювачі дозволяє виявити і сформулювати вимоги до елементів схеми:

- інтервал провідності синхронного транзистора має найбільшу тривалість, і, щоб знизити втрати на цьому інтервалі, опір у відкритому стані ( $R_{DS(on)}$ ) синхронного транзистора має бути гранично низьким;

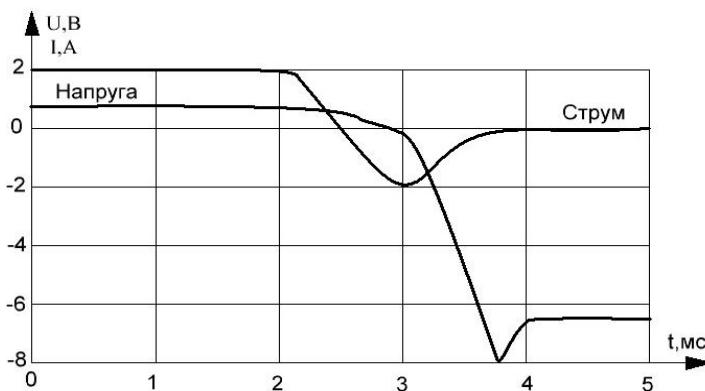


Рис. 3. Графіки зміни струму та напруги на зворотному діоді на інтервалі комутації

- інтервали провідності основного і синхронного транзистора розділені короткими інтервалами провідності паразитного діода. На цих інтервалах паразитний діод синхронного транзистора працює в режимі зворотного діода, і вимоги до цих елементів збігаються. Цей діод повинен мати низьке пряме падіння напруги і швидко відновлювати свої властивості запирання;

- з точки зору зниження втрат, інтервал провідності діода повинен бути якомога меншим. Однак, цей інтервал збігається з інтервалом паузи в струмі провідності обох транзисторів і для виключення наскрізних струмів повинен мати деяку гарантовану тривалість, яка не повинна бути меншою часу, протягом якого напруга на затворі наростила до порогового рівня;

- хоча за кількістю керуючих виходів схема управління (СУ) збігається з двотактними СУ, алгоритм роботи її істотно відрізняється. Тому для синхронного понижуючого перетворювача необхідна розробка специфічної СУ. Вона повинна забезпечувати необхідну паузу в управлінні транзисторами для виключення режиму наскрізних струмів [1].

### Висновки

Проведений аналіз основних втрат потужності в схемі понижуючого перетворювача дозволяє стверджувати, що найбільша кількість втрат припадає на зворотний діод Шотткі. Тому доцільно його замінити синхронним польовим транзистором. Також, при збільшенні частоти роботи схеми збільшується доля комутаційних втрат у перетворювачі, це і визначає особливі вимоги до кіл керування транзисторами.

### Література

1. Байтурсуйнов В., Іванов В., Панфілов Д. Підвищення ККД понижуючих конверторів при синхронному випрямленні // Chipnews. – 1999. - №12. – С. 22-27.
2. Семенов Б. Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. – Москва: СОЛОН – Пресс, 2005. – 416 с.
3. Реймонд Мек. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению. – Москва: "Додэка-XXI", 2008. – 162 с.

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПІЕ, Київ, Україна

**ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА**

О.С. Корнісік, К.С. Оsipенко

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: kornisik@yandex.ua

Представлена система диференційних рівнянь Парка-Горєва, яка описує синхронний генератор з обмоткою збудження. Показані зовнішні та регулювальні характеристики синхронного генератора на різні типи навантажень і нормальні характеристики намагнічування синхронної явнополюсної машини – часткові криві намагнічування. Описана проблема моделі синхронного генератора в системі Simulink. Модель не враховує насичення магнітопроводу генератора. Врахування насичення дозволяє отримати більш точні значення параметрів, що характеризують стан синхронної машини. Визначені методи за допомогою яких буде враховане насичення машини.

This system of Park-Gorev differential equations, that describes synchronous generator with excitation winding. Is given the external and regulating characteristics of synchronous generator for various types of loads and normal characteristics of magnetization synchronous machines - partial magnetization curves. Are presented the problems of synchronous generator model in Simulink system. Is described the model does not account the saturation of magnetic generator. Account the saturation of magnetic generator allows to obtain more accurate parameter values, characterizing the state of synchronous machines. The methods by which will be taken into account saturation of machine are identified.

**Ключові слова:** імітаційна модель, насичення магнітопроводу генератора, синхронний генератор, система диференційних рівнянь Парка-Горєва.

**Key words:** differential equations of Park-Gorev, saturation of magnetic generator, simulation model, synchronous generator.

**Вступ**

Синхронні генератори є основним джерелом електроенергії автономних, в тому числі, резервних систем електропостачання. Вони також використовуються в складі електромашинних перетворювачів електроенергії у вітрогенераторах, дизель-генераторах і малих, міні- та мікро-гідроелектростанціях [1]. Принцип дії синхронного генератора заснований на явищі електромагнітної індукції; при обертанні ротора магнітний потік, створюваний обмоткою збудження, зчіплюється по черзі з кожною з фаз обмотки статора, індукуючи в них ЕРС. У найбільш поширеному випадку застосування трифазної розподіленої обмотки якоря в кожній з фаз, зміщених один відносно одного на 120 градусів, індукується синусоїdalна ЕРС.

### Математична модель синхронного генератора

Синхронний генератор з обмоткою збудження описується системою диференційних рівнянь Парка-Горєва [2], де  $\psi_d$ ,  $\psi_q$  – потокозчеплення по повздовжній та поперечній осям;  $i_d$ ,  $u_d$ ,  $i_q$ ,  $u_q$  – струм та напруга статора по повздовжній та поперечній осям,  $u_d = u_H \sin \delta$ ,  $u_q = u_H \cos \delta$ ;  $i_f$ ,  $u_f$  – струм та напруга обмотки збудження;  $r$ ,  $r_f$ ,  $r_{fdi}$ ,  $r_{fjk}$  – активний опір обмотки статора, обмотки збудження,  $i$ -го повздовжнього та  $k$ -го поперечного демпферних контурів;  $L_d$ ,  $L_q$  – індуктивності обмотки статора по повздовжній та поперечній осям;  $L_f$ ,  $L_{fdi}$ ,  $L_{fjk}$  – індуктивності обмотки збудження,  $i$ -го повздовжнього та  $k$ -го поперечного демпферних контурів;  $L_{ad}$ ,  $L_{aq}$  – взаємні індуктивності будь-якої пари контурів по повздовжній та поперечній осям;  $M_{dd}$  – момент на виході дизельного двигуна,  $M_{dd} = \frac{P_{vix}}{\omega}$ ;  $M_{EM}$  – електромагнітний момент,  $M_{EM} = \psi_d i_q - \psi_q i_d$ ;  $J$  – момент інерції синхронного генератора.

Дані рівняння є нелінійними, нелінійність вноситься рівнянням руху ротора, яке містить момент або потужність, що є нелінійними функціями струмів та напруг. Систему рівнянь синхронного генератора доповнимо рівнянням переходного процесу зміни моменту на валу дизельного двигуна та з врахуванням наведених припущень представимо загальну систему (3) у наступному вигляді:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\psi_d}{dt} + \omega \psi_q + ri_d = u_d \\ \frac{d\psi_q}{dt} - \omega \psi_d + ri_q = u_q \\ \frac{d\psi_f}{dt} + r_f i_f = u_f \\ \frac{d\psi_{fdi}}{dt} + r_{fdi} i_{fdi} = 0 \\ \frac{d\psi_{fjk}}{dt} + r_{fjk} i_{fjk} = 0 \\ \psi_d = L_d i_d + L_{ad} i_f + L_{ad} \sum_i i_{fdi} \\ \psi_q = L_q i_q + L_{aq} \sum_k i_{fjk} \\ \psi_f = L_{ad} i_d + L_f i_f + L_{ad} \sum_i i_{fdi} \\ \psi_{fdi} = L_{ad} i_d + L_{fdi} i_{fdi} + L_{ad} i_f + L_{ad} \sum_i i_{fdi} \\ \psi_{fjk} = L_{aq} i_q + L_{fjk} i_{fjk} + L_{aq} \sum_k i_{fjk} \\ \frac{d\delta}{dt} = \omega \\ J \frac{d\omega}{dt} = M_{dd} - M_{EM} \end{array} \right. , \quad (3)$$

На рис. 1. показано паралельне підключення компенсатора з наступними позначеннями:  $R_a, R_b, R_c, L_a, L_b, L_c$  – активні опори та індуктивності фазних обмоток статора ( $R_a = R_b = R_c, L_a = L_b = L_c$ );  $H$  – навантаження.

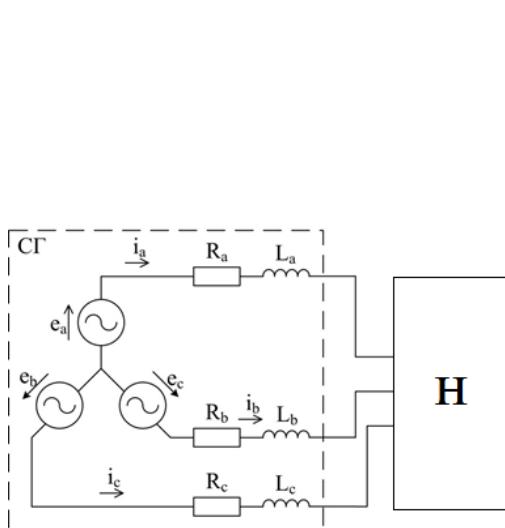


Рис. 1. Еквівалентна схема синхронний генератор-навантаження

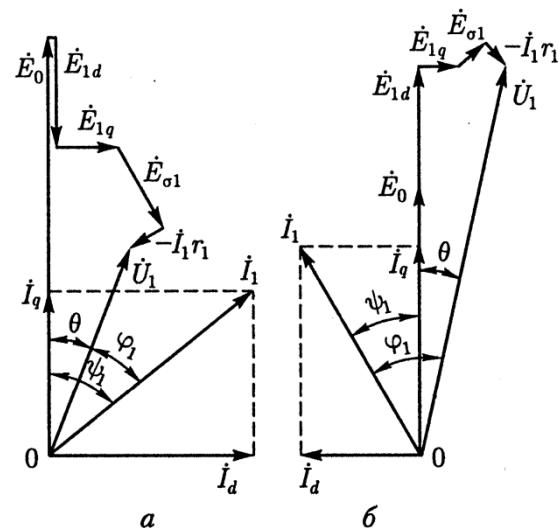


Рис. 2. Векторні діаграми явнополюсного синхронного генератора з активно-індуктивним (а) і активно-смнісним (б) навантаженням

Врахування насичення дозволяє отримати більш точні значення параметрів, що характеризують стан синхронної машини. Основною проблемою при моделюванні синхронного генератора з урахуванням насичення є відсутність інформації про магнітні характеристики застосовуваних матеріалів.

В умовах відсутності вичерпної інформації про магнітні властивості матеріалів генератора врахування насичення явнополюсної машини може здійснюватися з використанням відповідних нормальних часткових характеристик намагнічування [3]: магнітопроводу статора і зазору  $\Phi_r = f(F_r)$ ; потоку розсіювання  $\Phi_{fo} = f(F_{1f})$ ; магнітопроводу ротора  $\Phi_2 = f(F_2)$ , представлених на рис. 3.

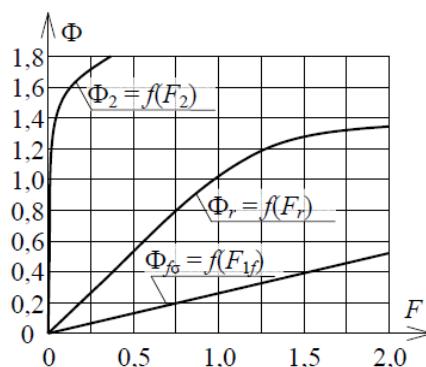


Рис. 3. – Нормальні характеристики намагнічування синхронної явнополюсної машини – часткові криві намагнічування;

Побудова часткових характеристик намагнічування машини, як і методика проектування явнополюсних синхронних генераторів, засновані на обчисленні середніх величин магнітної індукції в магнітопроводах окремих елементів машини [2].

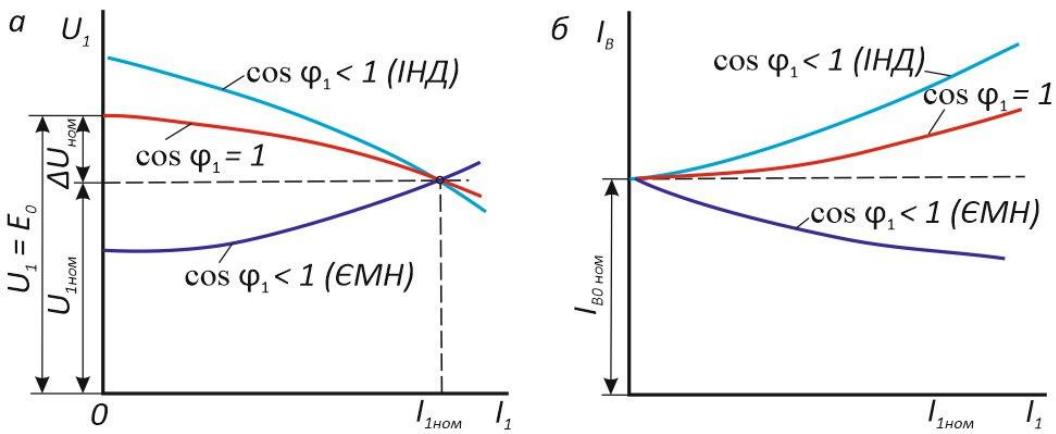


Рис. 4. Зовнішні (а) та регулювальні (б) характеристики синхронного генератора на різні типи навантажень.

### Висновки

Було досліджено, що модель синхронного генератора в середовищі MATLAB (Simulink) не враховує насичення магнітопроводу генератора. Тому була поставлена задача розробити нову модель, яка враховуватиме насичення генератора. Насичення машини буде враховане за допомогою методу часткових характеристик намагнічування, що дозволяє найбільш точно оцінити зміну параметрів схеми заміщення генератора при відсутності повних відомостей про магнітні властивості матеріалів, що застосовуються при проектуванні і виготовленні машини. Реалізація імітаційної моделі здійснюється в середовищі Simulink. Застосування моделі можливо для розрахунку сталіх і переходічних режимів в розподільних мережах, що містять явнополюсні синхронні генератори.

### Література

- Григораш О.В., Стрелков Ю.И. Нетрадиционные автономные источники электроэнергии. Промышленная энергетика. 2001. № 4. с.37-40.
- Копылов И.П., Клоков Б.К., Морозкин В.П., Токарев Б.Ф. Проектирование электрических машин. 3-е изд., испр. и доп. М.: Высшая школа, 2002. 757 с.
- Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: учебник для вузов. В двух томах. Том 2. М.: Издательский дом МЭИ, 2006. 532 с.

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.314

## РОЗРАХУНОК СТІЙКОСТІ СИСТЕМ РОЗПОДІЛЕНОЇ ГЕНЕРАЦІЇ

Б.С. Гнатюк, К.С. Осипенко

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, 03056, вул. Політехнічна 16/9, корп. 12, Київ, Україна, e-mail: hnatyuk123@gmail.com

Важливою задачею аналізу системи являється вирішення проблеми стійкості. В роботі розглянуто основні критерії оцінки стійкості, а саме критерії Михайлова, Рауса-Гурвіца, Найквіста. Досліджено особливості при розрахунку стійкості систем розподіленої генерації. Розглянуто та представлено вже існуючі програми для розрахунку стійкості які мають свої недоліки. Складено алгоритм власної програми за якою буде розраховуватися стійкість системи з врахуванням всіх перерахованих недоліків та особливостей систем розподіленої генерації.

An important objective analysis of the system is to solve the problem of stability. Consider the Mikhailov criteria, Routh-Hurwitz criteria, Nyquist criteria. Investigated the basic features of the calculation of the stability of distributed generation. Presented existing program to calculate the resistance, but they have their drawbacks. Done algorithm program which will be calculated stability of the distributed generation system. This algorithm considers all shortcomings and features.

**Ключові слова:** дизель-генератор, критерії Михайлова, критерії Найквіста, критерії Рауса-Гурвіца, програма, стійкість.

**Key words:** diesel generator, Mikhailov criteria, Nyquist criteria, program, Routh-Hurwitz criteria, stability.

### Вступ

При побудові систем з розподіленою генерацією необхідно вирішувати проблеми ефективного використання енергії,

забезпечення необхідних параметрів якості напруги на навантаженні та мінімізації втрат енергії в системі на основі сукупності різноманітних пристроїв перетворюальної техніки, таких як: регулятори, стабілізатори, компенсатори та ін.

Однак збільшення кількості ланок зворотнього зв'язку в системі обумовлює більш складні умови за безпеченням стійкості її роботи.

Тому задача розробки програмного забезпечення для розрахунку стійкості систем електро живлення з розподіленою генерацією є основою використання напівпровідникових перетворювачів електроенергії з мінімізацією втрат енергії в системі та забезпеченням стійкості її роботи сучасною.

Стійкість можна оцінити на основі критеріїв, які містяться в джерелах енергії та перетворювачів,

обумовлюється залежністю від потоку енергії між джерелами та навантаженням.

Важливою задачею аналізу системи розподіленої генерації являється вирішення проблеми стійкості. Навіть, попри велику увагу приділену досліджені стійкості дискретних нелінійних систем, дослідження стійкості всієї системи з відновлюваними джерелами енергії та окремих складових мають свої особливості:

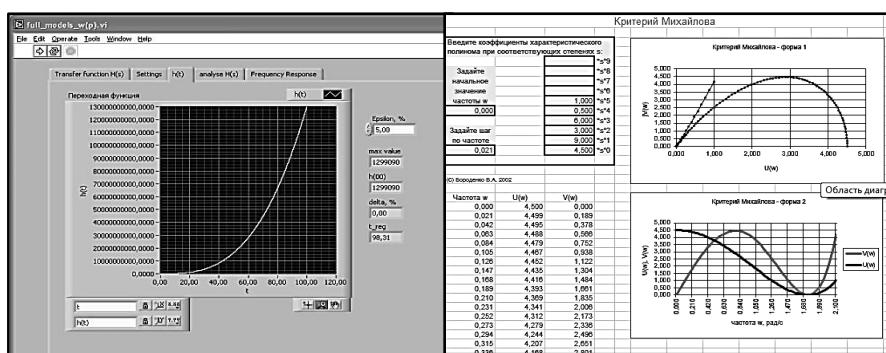
- робота джерела енергії на спільне навантаження з додаванням енергії в загальному вузлі постійного струму у вигляді підсумування енергії джерел напруги, струму або потужності;
- багатоконтурність системи;
- різниця між постійними часами перехідних процесів у джерелах.

### Програми для розрахунку системи

Врахування цих особливостей дозволяє спростити процес аналізу та дослідження умов стійкості систем з розподіленою генерацією. Сучасна обчислювальна техніка дозволяє вирішувати багато проблем лінійних і нелінійних систем різних класів як шляхом використання відомих алгоритмів, так і на основі нових специфічних алгоритмів, розраховані на можливості сучасних ЕОМ і обчислювальних систем. До основних критеріїв стійкості відносяться алгебраїчний критерій Рауса-Гурвіца і частотні критерії Михайлова і Найквіста. Існує багато програмного забезпечення для розрахунку стійкості систем такі, як:

- Програма розрахунку стійкості по Критерію Рауса[1];
- Програма M9 для розрахунку стійкості систем за критерієм Михайлова[2];
- Програма Hurwitz 7 оцінки стійкості за критерієм Гурвіца [3];
- Програма Routh 7 оцінки стійкості полінома за критерієм Рауса [4].

Скріншоти роботи яких наведені на рис. 1.



а)б)

КРИТЕРИЙ ГУРВИЦА							КРИТЕРИЙ РАУСА						
Порядок полінома $n = 7$ Подготовка A0 A1 A2 A3 A4 A5 A6 A7							© 2002 Бороденко Порядок полінома <input type="text" value="2"/> Таблиця Рауса Кофіцієнти полінома A0 = A1 = A2 = Расчет						
Кофіцієнти полінома вводяться, починаючи з старшої ступені переменної Матриця Гурвіца Расчет Определители							Задайте порядок полінома (до 7), нажмите "Подготовка", введіть значення кофіцієнтів і нажміте "Расчет"						

в)

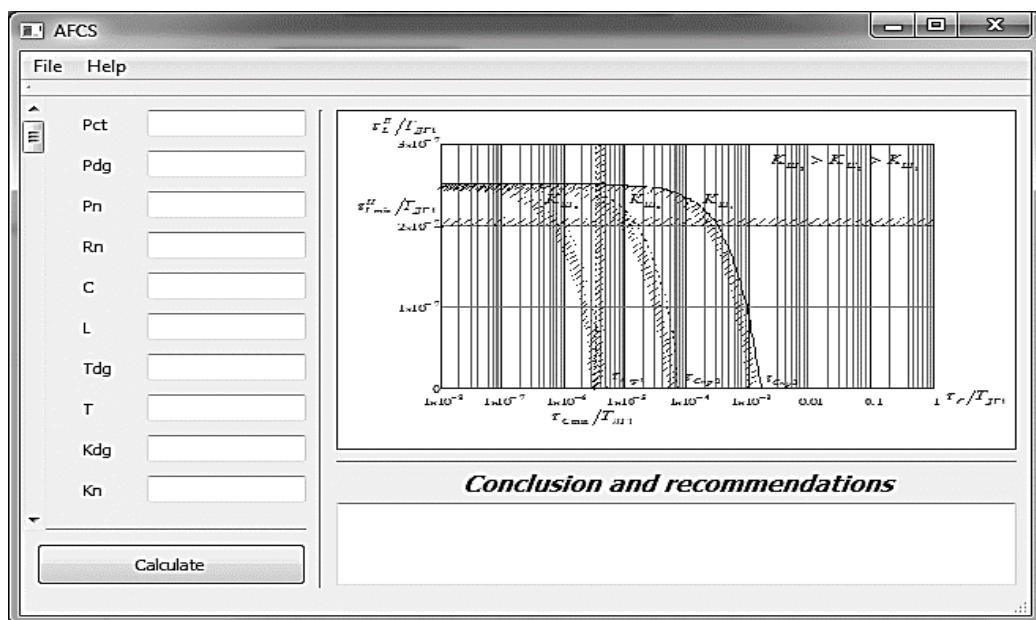
г)

**Рис. 1. Скріншоти програм: а- по критерію Payса, б-програма M9, в- програма Hurwitz 7, г- Routh 7**

Але всі вони не рахують вище наведених особливостей, тому доцільно розробити програмне забезпечення для розрахунку стійкості системи розподіленої генерації на основі найбільш підходящих критерій, а саме критерій Payса-Гурвіца.

### Розробка програмного забезпечення

Виходячи з даних розрахунків можна скласти власну програму за наступним алгоритмом її роботи. Програма буде враховувати такі особливості, як різниця між постійними часу перехідних процесів у джерелах, багатоконтурність системи, а також роботу джерела енергії на спільне навантаження з додаванням енергії в загальному вузлі. Також програма буде мати легкий у розумінні для людини інтерфейс рис. 2, та мати підказки для користувача не тільки по роботі самої програми, а і по критеріях оцінки стійкості та основних рівняннях розрахунку.



**Рис. 2. Вікно роботипрограмми**

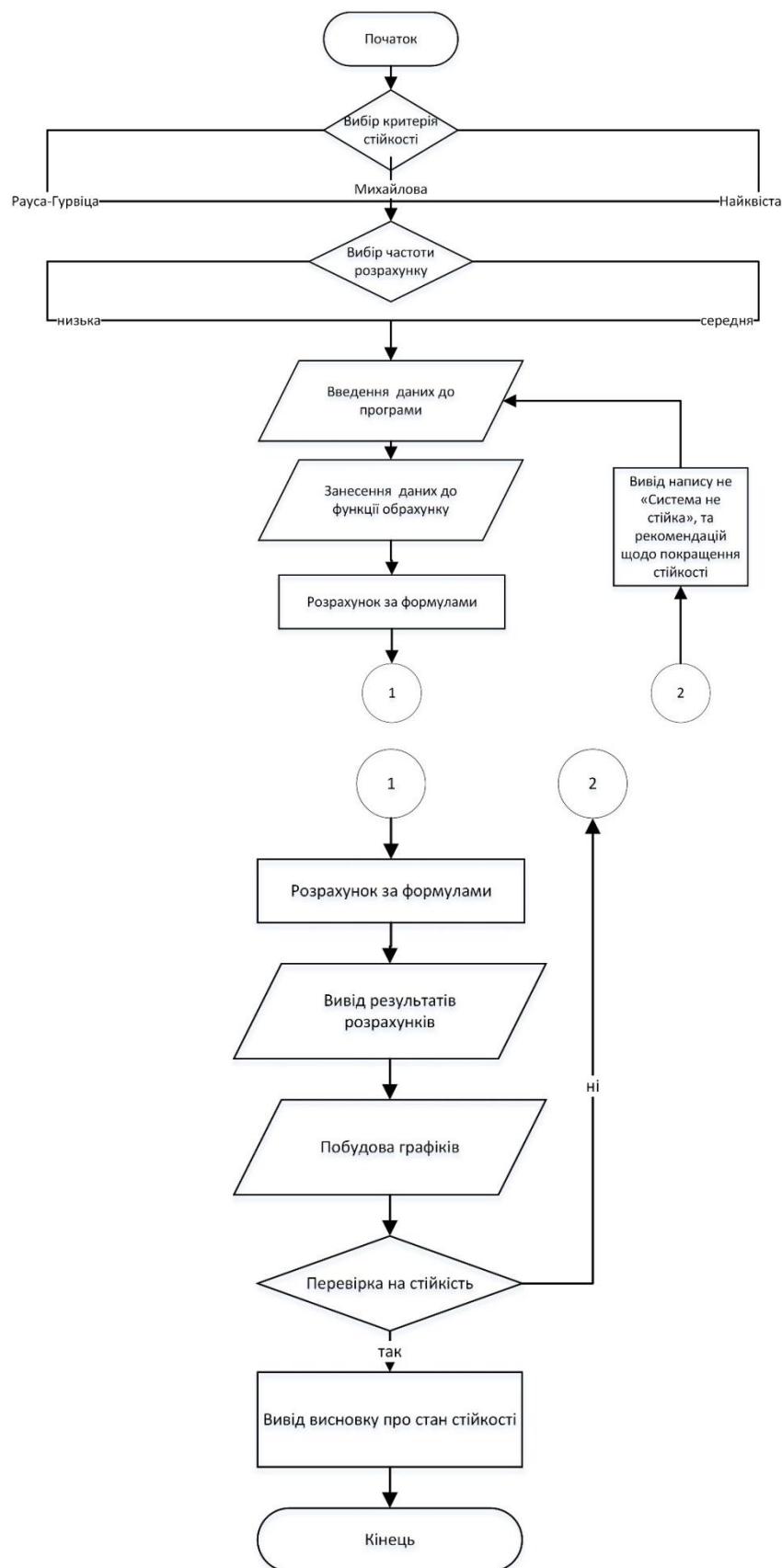


Рис. 3. Алгоритм

**Висновок**

Програма складена за наведеним алгоритмом дозволяє враховувати всі вище наведені особливості. Розраховує стійкість не за одним критерієм, а за будь-яким з трьох заданих в програмі, а також для більш точно розрахунку використовуються виведені формули для розрахунку на низьких та високих частотах з урахуванням їх особливостей.

**Література**

1. <http://docus.me/d/521053/>
2. <http://www.twirpx.com/file/154378/>
3. <http://www.twirpx.com/file/24823/>
4. <http://www.twirpx.com/file/24822/>
5. Іванов А. О. Теорія автоматичного керування: Підручник. — Дніпропетровськ: Національний гірничий університет. — 2003. — 250 с.
6. Енциклопедія кібернетики. тт. 1, 2. — К.: Головна редакція УРЕ, 1973. — 584 с.
7. Донской Н. В., Иванов А. Г., Никитин В. М., Поздеев А. Д. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / под ред. А. Д. Поздеева. — М.: Энергоатомиздат, 1984. — 352 с.
8. Жуйков В. Я., Коротеев И. Е., Рябенький В. М. и др Замкнутые системы преобразования электрической энергии / Под ред, В. Я. Жуйкова. — Киев: Техника; Братислава: Альфа, 1989. — 320 с.

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

## СИСТЕМА ДИСТАНЦІЙНОГО КЕРУВАННЯ ПРИСТРОЯМИ ФОРМУВАННЯ МІКРОКЛІМАТУ ПРИМІЩЕНЬ З ВИКОРИСТАННЯМ WEB-РЕСУРСІВ

I.C. Ліпінський

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: ivan-lipinskyi@mail.ru

Запропоновано структуру системи керування параметрами мікроклімату приміщень та представлено алгоритм функціонування web-серверу, розробленого для дистанційного керування цією системою. Завдяки розробленому web-інтерфейсу користувач має змогу не лише переглядати поточні параметри мікроклімату, але і оперативно віддалено втручатися в роботу системи за допомогою будь-якого пристрою, що має вихід в Інтернет.

The structure and algorithm of work of the microclimate control system on base of the web-server are designed. This system is used for remote control. Through web user interface you can not only view the current settings of microclimate, but quickly remotely impact to the system via the Internet.

**Ключові слова:** дистанційне керування, мікроклімат, web-ресурси.

**Key words:** remote control, microclimate, web resources.

### Вступ

Задача формування певних кліматичних умов в приміщеннях різного призначення є не новою, і існує багато різних способів її вирішення – від використання окремих пристройів регулювання температури, вологості чи рівня освітлення до цілісних систем, які об'єднують в собі підсистеми опалення, вентиляції і т.ін. для створення комфортних умов проживання чи роботи людини. Не менш активно розробляються та впроваджуються системи дистанційного керування різними технічними пристроями – починаючи від традиційних пультів дистанційного керування і закінчуючи керуванням через систему Інтернет з використанням спеціалізованих програмних продуктів [1-4]. Особливістю запропонованої далі системи керування параметрами мікроклімату є можливість здійснення дистанційного керування через спеціально розроблений web-сервер, завдяки чому користувачу немає необхідності встановлювати спеціальне програмне забезпечення на свій смартфон чи ноутбук для керування. Відповідне програмне забезпечення встановлюється лише на персональному комп’ютері, який є центральним блоком керування і знаходиться безпосередньо в приміщенні чи будинку, для якого розробляється система.

### Структура та алгоритм роботи системи керування з використанням web-ресурсів

Розглядаючи систему автоматизованого керуваннямікрокліматом як комплекс апаратних та інформаційних складових, доцільно виділити три рівні, кожному з яких притаманні власна технічна реалізація та множина задач (рис.1):

- 1) рівень команд - те, з чим доводиться спілкуватися користувачеві, інтерфейс «людина - машина». Як засоби взаємодії можуть виступати сенсорні TFT-панелі, кнопкові панелі і пульти, персональні комп'ютери, ноутбуки та мобільні телефони;
- 2) рівень управління - ядро системи. Це устаткування, де безпосередньо працюють закладені алгоритми управління - контролер чимножинаконтролерів, об'єднана в багаторівневу мережу, або персональний комп'ютер з відповідним програмним забезпеченням;
- 3) рівень комунікацій (обміну інформацією) - інтерфейси (фізичні і логічні) до керованих підсистем, датчики, виконавчі пристрої (навантаження системи).

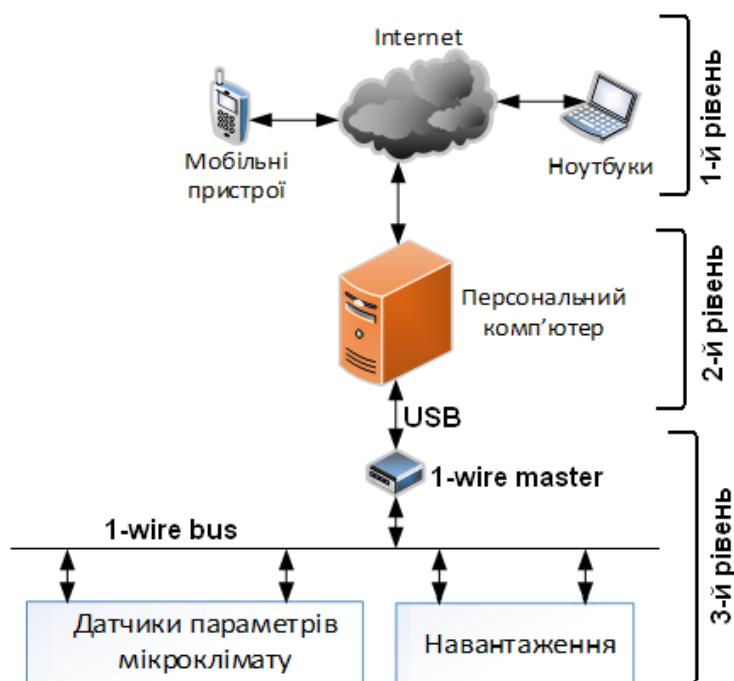


Рис. 1.Схема інформаційного обміну в системі керування

Рівень команд є єдиним з трьох рівнів, з яким взаємодіє користувач. Це засоби прямого спілкування користувача з системою. В ролі призначеного для користувача інтерфейсу можуть виступати всі технічні засоби, що дозволяють здійснювати керування як по локальній мережі, так і віддалено - через Інтернет.

Розроблений web-сервер здійснює приймання запитів від користувача через web-браузер, їх обробку та видачу необхідних даних за наступним алгоритмом (рис. 2):

- 1) після того, як користувач звернувся до певного ресурсу на сторінці по протоколу *HTTP*, клієнт (web-браузер) формує *HTTP*-запит до сервера. Зазвичай вказується ім'я серверу - в цьому випадку браузер попередньо перетворює це ім'я в *IP*-адресу за допомогою сервісів *DNS*;
- 2) за протоколом *HTTP* на web-сервер відправляється сформоване *HTTP*-повідомлення, в якому браузер вказує який ресурс потрібно завантажити, а також всю необхідну додаткову

інформацію. Web-сервер «прослуховує» певний TCP-порт (зазвичай порт 80) і приймає вхідні HTTP-повідомлення. Якщо вхідні дані не відповідають формату повідомлення HTTP, то такий запит ігнорується, а клієтові повертається повідомлення про помилку;

3) у найпростішому випадку, коли йде запит головної сторінки сайту, яка містить лише статичні ресурси, при надходженні HTTP-запиту web-сервер читає вміст запитуваного файлу з жорсткого диску, упаковує його вміст в HTTP-відповідь і відправляє клієтові. У цьому випадку на стороні серверу лише програмний код самого сервера;

4) якщо йде запит на інші сторінки, потрібна інформація, що знаходиться в базі даних. В цьому випадку на сервері зберігається програмний код, який здатний згенерувати ці дані в момент обробки запиту.

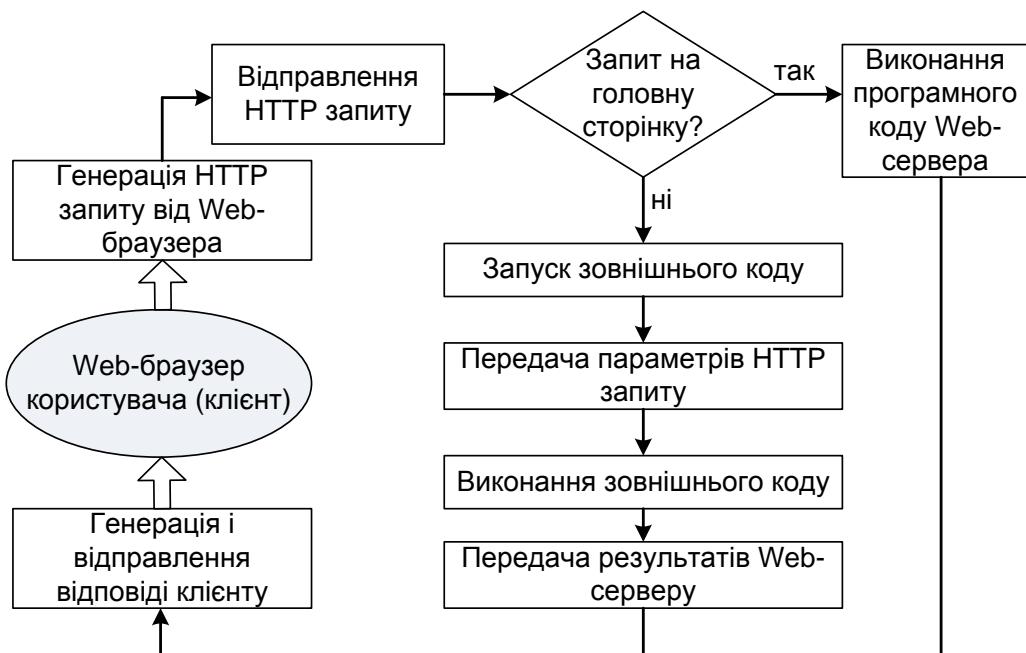
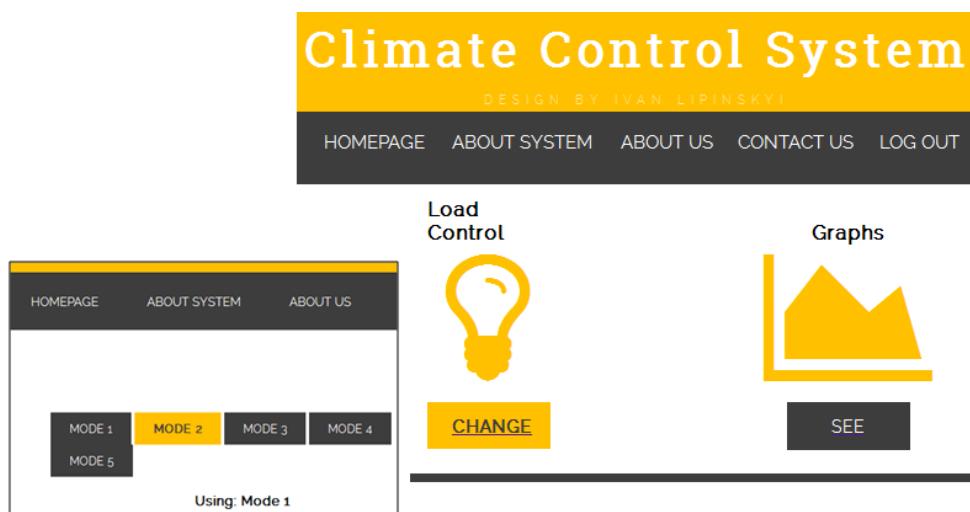


Рис.2. Алгоритм роботи web-сервера

Інтерфейсна частини системи системи керування реалізована за допомогою сучасних web-технологій – HTML5, CSS3, JavaScript (рис.3). Для більш приємного візуального відображення сторінок використані бібліотеки jQuery та Twitterbootstrap. Для доступу до інформації та керування системою лише одного чи декількох користувачів створена форма авторизації, яка передбачена для ідентифікації користувача. В даній системі передбачено відображення інформації про температуру та вологість в приміщеннях у вигляді часових залежностей (протягом години, доби, року), для виведення яких на екран необхідно обрати «Graphs» та увімкнути перегляд «SEE» на головній сторінці. Для внесення коректив в роботу системи або для вибору певного режиму роботи обирається «CHANGE» в «LoadControl», що призводить до відкривання відповідного діалогового вікна, де обирається бажаний режим роботи (на рис. 3 у формі вставки показано частину вікна, в якому змінюється робочий режим).



**Рис.3. Головна сторінка системи керування з відкритим вікном вибору режиму роботи**

Режими, що пропонуються на вибір, відрізняються рівнями освітлення, температурою, рівнем вологості і задаються в системі заздалегідь.

### Висновки

Розроблений web-сервер та відповідне програмне забезпечення для персонального комп’ютера дозволяють користувачу формувати множину режимів роботи об’єктів системи формування мікроклімату з фіксованими значеннями параметрів мікроклімату, за власним бажанням обирати певний режим роботи з множини заданих та аналізувати поточні параметри мікроклімату незалежно від ступені віддаленості користувача від певного приміщення. Дано система дистанційного керування може бути застосована в приміщеннях різного призначення, шляхом внесення відповідних даних про бажані параметри мікроклімату. Основною перевагою запропонованої системи є можливість дистанційного керування без встановлення спеціального програмного забезпечення на мобільних пристроях користувача.

### Література

1. Перекрест А.Л., Молодыка И.С. Автоматизированная система диспетчерского управления системой вентиляции с подогревом учебной лаборатории// Інженерні та освітні технології в електромеханічних та комп’ютерних системах. – 2013. - № 2. – с. 27-41.
2. Кувшинов Ю.Я., Мансуров Р.Ш. Интелектуальная система управления процессами формирования микроклимата помещений// АВОК. – М.: АВОК-ПРЕСС, 2011. - №8. – с. 58-68.
3. <http://www.openremote.org/display/HOME/OpenRemote>
4. <http://home-sapiens.ru/>

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

## Інвертор сонячної батареї

М.В. Вдовцов

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: mikhailvdovtsov@ukr.net

**Для перетворення сонячної енергії в електричну найчастіше використовуються сонячні батареї. Технічний потенціал цієї енергетичної галузі є найбільшим серед усіх відновлювальних джерел енергії. Одним з головних пристрій для відбирання енергії від сонячної батареї є інвертор. В даній статті використовується ємнісний фільтр для однофазної і трифазної мережі.**

**To convert solar energy into electricity using solar cells often. The technical potential of the energy sector is the largest among all renewable energy sources. One of the main devices of obtaining energy from the solar cell is an inverter. This article uses a capacitive filter for single-phase and three-phase electrical network.**

**Ключові слова:** сонячна батарея, інвертор, фільтр.

**Key words:**solar battery, inverter, filter.

### Вступ

Використання відновлювальних джерел енергії надає багато нових можливостей для сучасності. З'являється все більше і більше автономних структур, які побудовані на основі альтернативних джерел енергії. Одним з найефективніших методів отримання електричної енергії з таких джерел є сонячна енергетика, а саме використання сонячних батарей. Останнім часом ця галузь досягає все кращих результатів, адже досягається кращі показники ККД. Також важливим є той фактор, що під час перетворення сонячної енергії в електричну не утворюється шкідливі викиди в атмосферу і з'являються шкідливі другосортні відходи.

Для перетворення сонячної енергії в електричну найчастіше використовуються сонячні батареї. Перевагою цього методу є те, що сонячні батареї не мають рухомих частин, таких, наприклад, як лопаті чи поршні в інших системах, відбувається лише рух самих сонячних панелей для забезпечення прийому максимальної кількості енергії, яка потім перетворюється в електричну форму. Технічний потенціал цієї енергетичної галузі є найбільшим серед усіх відновлювальних джерел енергії.

Оскільки сонячні батареї є безкоштовним джерелом енергії від неї відбирають максимальний обсяг енергії, незалежно від ККД. Для цього використовують рівність опорів навантаження і джерела. Ця умова у випадку змінного опору навантаження досягається підключенням до системи узгоджувального пристрою, роль якого найчастіше виконує перетворювач електричної енергії.

Більшість потужних сонячних електричних станцій віддає в мережу змінний струм, тому використовують інвертор напруги. В статті обирається топологія інвертора, яку доцільно використовувати для відбору максимальної енергії, аналізуючи режими його роботи.

В сонячних батареях перетворення випромінювання в електричну форму відбувається без споживачів енергії, тобто енергія від промислової станції безпосередньо переходить в мережу.

### Розрахунок фільтра

Запишемо рівняння струму для трифазної мережі:

$$i = I_m \cdot |\sin(x)| + I_m \cdot |\sin(x + 120^\circ)| + I_m \cdot |\sin(x - 120^\circ)| \quad (1)$$

Розглянимо рівняння (1) в межах  $X \in (0, \pi/3)$ . Якщо відкрити модулі для цього варіанта, то отримаємо, що 1 та 2 доданки відкривається зі знаком +, а 3 доданок зі знаком – (тобто 1 та 2 фаза струму мають додатні значення, а 3 фаза має від'ємне значення). Тоді, використовуючи тригонометричні формулі, отримаємо:

$$\begin{aligned} & \sin(x) + \sin(x + 120^\circ) - \sin(x - 120^\circ) = \\ & = \sin(x) + 2 \sin(120^\circ) \cos(x) = \\ & = \sin(x) + 2 \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos(x) = \\ & = \sin(x) + 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(x) = \sin(x) + \sqrt{3} \cdot \cos(x) = \\ & = 2 \cdot \frac{\sin(x) + \sqrt{3} \cdot \cos(x)}{2} = 2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \cos(x) + \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \sin(x) = \\ & = 2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6} - x\right) \end{aligned} \quad (2)$$

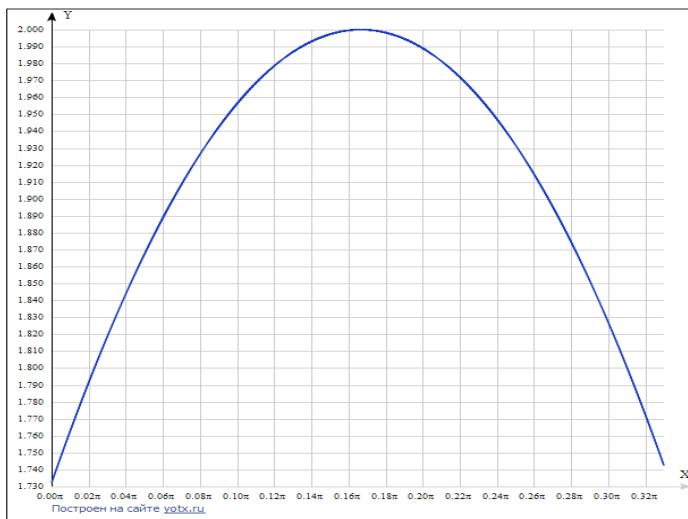


Рис. 1. Значення струму в трифазній мережі.

Цей графік має період  $\frac{\pi}{3}$ .

$$U_{\max}=2V, U_{\min}=1.73V$$

Одним з головних приборів для забору енергії від сонячної батареї є інвертор. Так як вихідна напруга (струм) по формі повинна бути якнайбільш схожа до синусоїдальної напруги, використовуються фільтри.

В однофазній мережі частота пульсацій в два рази більша за частоту мережі. В такому випадку отримуємо  $K_{\Pi} = 100\%$  (коєфіцієнтом пульсацій). Якщо використовується трифазна мережа, тоді частота пульсацій перевищує частоту мережі в 6 разів, а  $K_{\Pi}$  визначається за формуллою:

Якщо взяти  $U_{\max}=2B$ ,  $U_{\min}=1.73B$ , то отримаємо:

$$K_{\Pi} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}} = \frac{2 - 1.73}{2 + 1.73} = 0.08 = 8\% \quad (4)$$

$K_{3\Gamma\Pi}$  можна розрахувати як:

$$K_{3\Gamma\Pi} = \frac{K_{\Pi}}{K_{\Pi(1)}} ; \quad (6)$$

де  $K_{3\Gamma\Pi}$  -коєфіцієнт згладжування;  $K_{\Pi}$  - коєфіцієнт пульсацій схеми без фільтру,  $K_{\Pi(1)}$  - коєфіцієнт пульсацій схеми з фільтром.

Також  $K_{3\Gamma\Pi}$  можна розрахувати як:

$$K_{3\Gamma\Pi} = m \cdot \omega \cdot C \frac{r_n \cdot R_n}{r_n + R_n} \quad (7)$$

де  $m=1$  (для однофазної мережі),  $3$  (для трифазної мережі),  $r_n$ -опір фільтра.

Якщо розглядати це рівняння відносно  $C$ , то можна зробити висновки, що:

$$C = \frac{K_{3\Gamma\Pi}}{m \cdot \omega \cdot \frac{r_n \cdot R_n}{r_n + R_n}} = \frac{K_{3\Gamma\Pi} (r_n + R_n)}{m \cdot \omega \cdot r_n \cdot R_n} \Rightarrow C \sim \frac{K_{3\Gamma\Pi}}{\omega} \quad (8),$$

так як інші складові формулі є постійними.

Тоді ємність фільтру для однофазної мережі:

$$C \sim \frac{K_{3\Gamma\Pi}}{\omega} = \frac{K_{\Pi}/K_{\Pi(1)}}{2\pi \cdot f_M} = \frac{K_{\Pi}/K_{\Pi(1)}}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\Pi}} = \frac{K_{\Pi}/K_{\Pi(1)}}{4\pi \cdot f_{\Pi}} \quad (9)$$

Тоді ємність фільтру для трифазної мережі:

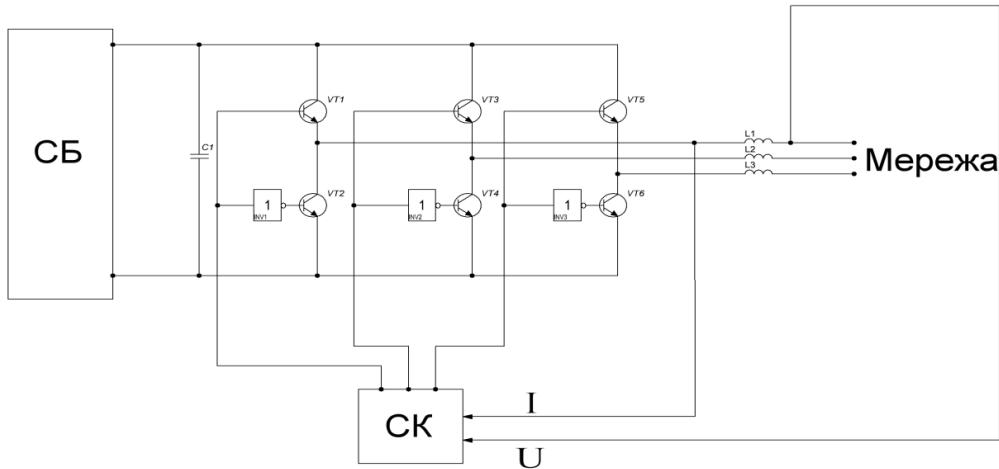
$$C \sim \frac{K_{\Pi}/K_{\Pi(1)}}{\omega} = \frac{K_{\Pi}/K_{\Pi(1)}}{2\pi \cdot f_M} = \frac{K_{\Pi}/K_{\Pi(1)}}{2 \cdot 6 \cdot \pi \cdot f_{\Pi}} = \frac{K_{\Pi}/K_{\Pi(1)}}{12\pi \cdot f_{\Pi}} \quad (10)$$

З формул можна зробити висновок, що величина ємнісного фільтру визначається коєфіцієнтом згладжування і частотою в мережі. Для однофазної потрібна більша ємність фільтру, а отже величина першої гармоніки буде менша і ККД буде також менший ніж для трифазної.

Якщо розділити одне значення ємності на інше, то отримаємо:

$$\frac{C_{1\phi}}{C_{3\phi}} = \frac{\frac{K_{\Pi(1\phi)}}{K_{\Pi(1)}}}{\frac{K_{\Pi(3\phi)}}{12\pi \cdot f_{\Pi}}} = \frac{\frac{K_{\Pi}}{K_{\Pi(1)}}}{\frac{K_{\Pi}}{12\pi}} = 37.5 \quad (11)$$

Отже, для забезпечення  $K_{\Pi}$  порядку 1% у трифазній мережі потрібно використовувати фільтр з ємністю у 37.5 разів меншою ніж у однофазній мережі.



СБ-сонячна батарея;

СК-система керування;

Рис. 2. Функціональна схема

Згідно з структурною схемою для відбору максимальної потужності вимірюється вихідний струм і напруга інвертора. За значенням вихідної потужності інвертора регулюється коефіцієнт заповнення у інвертора для вибору точки максимальної потужності.

#### Висновки

В статті проаналізовано габарити фільтра для однофазного і трифазного інверторів у випадку їх використання як пристрою відбору максимальної потужності сонячної батареї. Показано доцільність використання трифазного інвертора.

#### Література

1. Малешин В.И.. «Транзисторная преобразовательная техника», Техносфера, 2005 г.  
- 632 с.
2. Перетворювальна техніка. Частина 1: Підручник. /В. С. Руденко, В. Я. Ромашко, В. Г. Морозов. – К.: ІСДО, 1996. – 262 с.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Вербицький Є.В.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.314.6

## АНАЛІЗ МЕТОДІВ БАЛАНСУВАННЯ НАПРУГИ СУПЕРКОНДЕНСАТОРНИХ МОДУЛІВ

Ю.В. Кожушко

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: julichka\_k92@mail.ru

**Розглядаються новітні енергонакопичувальні компоненти – модулі суперконденсаторів, принцип розбалансування модулів. Наводиться аналіз аналіз схем пасивного і активного балансування.**

**The latest energy storage devices – modules of ultracapacitors, the principle of balancing of modules. There are analysis of passive and active balancing circuits.**

**Ключові слова:** модуль суперконденсаторів, пасивне балансування, активне балансування.

**Key words:** modules ultracapacitors, passive balancing, active balancing.

### Вступ

Стрімкий розвиток промисловості вимагає застосування енергоємних технологій та принципово нових пристроїв, які здатні накопичувати та віддавати значні об'єми енергії. Особливо це стосується систем, де виникає необхідність використовувати проміжне накопичення енергії, наприклад електроконтактне зварювання. Енергія для зварювання споживається короткими імпульсами, такий характер енергоспоживання погіршує електромагнітну сумісність зварювальних установок з мережею живлення. Одним із методів вирішення проблеми проміжного накопичення великого об'єму енергії використання суперконденсаторів [1].

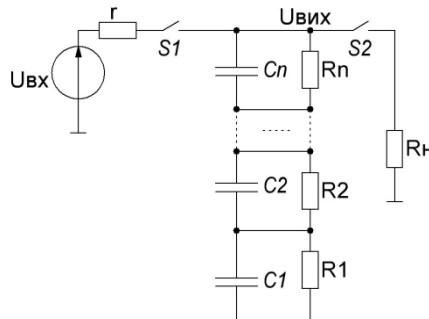
Суперконденсатори займають проміжне положення між акумуляторами та звичайними конденсаторами. Порівняно з електролітичними конденсаторами суперконденсатори мають ємність, що досягає сотень фараон, і дозволяють отримати відносно тривалі імпульси струму до тисячі ампер. За величиною питомої енергії суперконденсатори поступаються акумуляторним елементам, але можуть застосовуватись як джерела безперебійного живлення короткої дії [2].

Основним недоліком суперконденсатора є низьке значення номінальної напруги, яке зазвичай не перевищує 3 В. Для отримання великої напруги ємнісні накопичувачі вмикають послідовно. При цьому напруга на суперконденсаторах за рахунок струму саморозряду та відхилень від номінальної величини ємності є неоднаковою, тобто розбалансованою. Застосування оптимального методу балансування суперконденсаторних модулів дозволяє вирішити проблему проміжного накопичення енергії.

### Механізм розбалансування суперконденсатора

Еквівалентна схема модуля з суперконденсаторів з колами заряду та розряду зображена на рис.1. Кожний п-ий конденсатор з номінальною напругою  $U_{\text{ном}}$  має еквівалентний опір втрат,

що показаний на схемі опором  $R_n$ . В перший момент часу всі конденсатори розряджені ключі  $S_1$  та  $S_2$  розімкнуті. При замиканні клаюча  $S_1$  почнеться процес заряду конденсаторів від джерела ЕРС  $U_{\text{вх}} = U_{\text{ном}}$  і внутрішнім опором  $r$ . Через конденсатори протікає струм  $I_{\text{max}}$  рівний відношенню вхідної напруги до внутрішнього опору.



**Рис. 1. Еквівалентна схема модуля суперконденсаторів**

По мірі збільшення накопиченого заряду на суперконденсаторах струм зменшується за експоненціальним законом:

$$i(t) = I_{\text{max}} \cdot e^{t/\tau} \quad (1)$$

зі сталою часу  $\tau = r \cdot C$ , де  $C$  – номінальна ємність модуля конденсаторів. За рахунок неоднакового значення ємностей кожного конденсатора, напруга на конденсаторах в загальному випадку буде неоднаковою і визначається за формулою:

$$U_1(t) = \frac{1}{C_1} \int_0^t i(t) dt \quad (2)$$

$$U_1 = \frac{C \cdot U_{\text{вх}}}{C_1} \approx \frac{C_{\text{ном}}}{C_1} \cdot U_{\text{ном}} \quad (3)$$

Якщо ємність конденсатора менше номінального значення, його напруга перевищуватиме номінальне значення, а якщо  $C > C_{\text{ном}}$  то такий конденсатор не зарядиться до  $U_{\text{ном}}$ .

Аналогічне співвідношення справджується для процесу розряду модуля через замкнений клаючий  $S_2$  і опір навантаження  $R_h$  при розімкненому клаючому  $S_1$ . За умови, що всі конденсатори були заряджені до номінальної напруги, то після повного розряду модуля встановлюється напруга:

$$U_1 \approx U_{\text{ном}} \cdot \left[ 1 - \frac{C_{\text{ном}}}{C_1} \right] \quad (3)$$

Конденсатори з ємністю  $C > C_{\text{ном}}$  зберігають деякий позитивний заряд, а конденсатори з  $C < C_{\text{ном}}$  будуть негативно зарядженими, тобто відбудеться зміна полярності, яка може привести до деградації характеристик конденсатора.

Отже, неоднакові значення ємностей конденсаторів у модулі обумовлюють дисбаланс напруг. Якщо ємність будь-якого конденсатора менше номінального значення, визначеного при

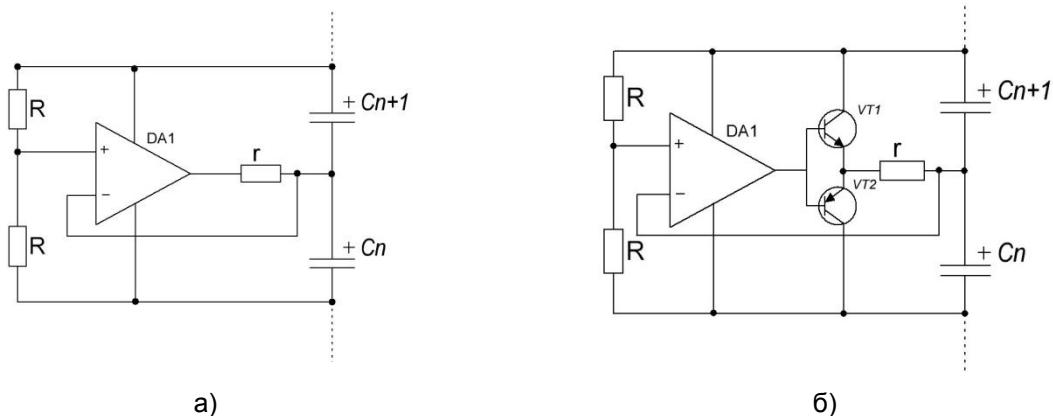
виробництві модуля, або деякого середнього значення, яке встановилось при старінні модуля, то на цьому конденсаторі можливе перевищення номінальної напруги в процесі заряду або зміна полярності в процесі розряду модуля. Для усунення цього явища застосовують методи активного і пасивного балансування модуля суперконденсаторів [2].

### Пасивні і активні методи балансування

На сьогодні розрізняють пасивний та активний метод балансування модулів суперконденсаторів. Суть пасивного методу полягає в паралельному підключені шунтувочих резисторів кожній комірці модуля. В результаті утворюється резистивний дільник, який вирівнює потенціали між окремими комірками. Недоліком цього способу балансування є додатковий струм, що споживається дільником та зменшення часу корисного розряду суперконденсатора. Тому величина резисторів обирається так, щоб струм через дільник був значно менше струму, який споживається навантаженням [3].

Недоліки пасивного методу балансування усунені в схемах активного балансування модулів суперконденсаторів. На рис.2.а) зображено схему, що дозволяє здійснити балансування напруг конденсаторів незалежно від рівня заряду модуля [2].

Операційний підсилювач DA1 ввімкнено за схемою повторювача напруги. Два однакових опори  $R$  ділять напругу двох конденсаторів  $C_n$  і  $C_{n+1}$  пополам, повторювач намагається встановити цю напругу на конденсаторі  $C_n$ , регулюючи його заряд вихідним струмом, що протікає через струмообмежувальний резистор  $r$ . Автоматично вирівнюється напруга на конденсаторі  $C_{n+1}$ , так що напруга на конденсаторах з часом стає рівною.

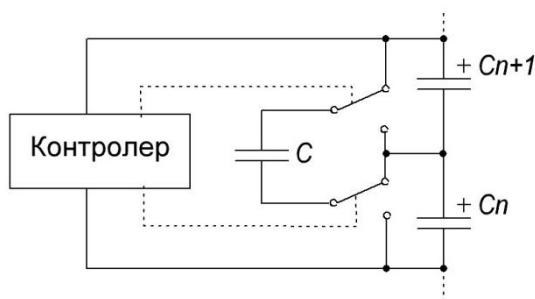


**Рис. 2. Схема балансування напруги на основі операційного підсилювача а) схема балансування напруги на основі транзисторного повторювача б)**

Струм, який коректує заряд суперконденсатора може бути збільшеним шляхом введення у схему двотактного транзисторного повторювача (рис.2.б). В цій схемі вирівнювання напруги здійснюється весь час, а не з моменту досягнення напруги на будь-якому конденсаторі номінального значення. Однак вирівнювання напруги в розряженому стані модуля

призводить до розсіювання енергії, в той час як потреба балансування виникає лише при досягненні номінального значення напруги [2].

Наведені вище схеми розсіюють надлишкову енергію конденсаторів у вигляді тепла. Енергетично доцільно є передача енергії від конденсатора з вищою напругою до конденсатора з нижчою. На рис.3. наведено схему балансування з додатковим конденсатором. Конденсатор  $C$  з допомогою керованих контролером ключів  $S1$  та  $S2$  підключається паралельно до одного з конденсаторів  $C_n$  або  $C_{n+1}$ , заряд якого більше, а потім заряд якого менше. Після серії перемикань напруга на конденсаторах вирівнюється [3].



**Рис. 3. Схема балансування з додатковим конденсатором**

До недоліків схеми слід віднести масо-габаритні показники за рахунок використання додаткових конденсаторів великої ємності, перевагою є високий ККД модуля [2].

### Висновки

Аналіз схем балансування суперконденсаторних модулів показав, що схема з додатковим конденсатором має найвищий ККД, оскільки надлишкова енергія не розсіюється а переходить від однієї комірки до іншої. Але з точки зору масо-габаритних показників та собівартості вона поступається схемі на основі операційного підсилювача та схемі на основі транзисторного повторювача.

### Література

1. Зотов В.Ю., Громадський Д.Г., Рудницька Г.А. Дослідження роботи суперконденсатора в рамках дволанкової RC-моделі // Техн.електродинаміка. – 2011. - №2. – С. 70 – 75.
2. Разуваса Ю.Ю., Чайка М.Ю., Агупов В.В. и др. Методы балансировки напряжений суперконденсаторных элементов // Вестник Воронежского государственного университета. – 2012. - №7. – С. 101 – 105.
3. Балыкшов А. Ионисторы // Электронные компоненты. – 2005. – №11. – С. 91-97.

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.314.12

## АНАЛІЗ СПЕКТРУ ВИХІДНОГО СТРУМУ ІМПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЕНЕРГІЇ

Д. Р. Ушаков

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: dushakov@ua.fm

**Проведено аналіз спектру вихідного струму мостового інвертора напруги. Досліджено залежність ковзання для вищих гармонічних складових асинхронного двигуна від частот модулюючого і модульованого сигналів. Розраховано спектри струмів статора асинхронного двигуна при усталеному значенні ковзання основної гармонічної складової.**

**Spectrum analysis of the output current bridge-inverter in dependence of slipping was conducted. Dependence of higher harmonic components slipping in induction motor from baseband and carrier frequency was investigated. Stator current spectrum of induction motor by default baseband harmonic slipping was calculated.**

**Ключові слова:** коефіцієнт гармонічних спотворень, спектральний аналіз, імпульсний перетворювач електроенергії.

**Key words:** total harmonic distortion factor, spectrum analyze, pulse power convertor.

### Вступ

В даний час в промисловості широко використовуються трифазні мостові автономні інвертори напруги (АІН) для електроживлення різних динамічних нелінійних навантажень. В фазному струмі АД присутні вищі гармонічні складові, що негативно впливають на момент АД, а також величину втрат [1]. Оскільки при керуванні АД, фазний струм є одним із основних показників роботи, отримання інформації про реальний його спектр є актуальною задачею [2,3]. Асинхронний двигун є нелінійним навантаженням, тому коефіцієнт гармонічних спотворень (КГ) струму може значно перевищувати КГ напруги, що формується імпульсним джерелом живлення, внаслідок чого можливе зниження експлуатаційних характеристик АД і некоректність роботи системи управління перетворювачем. Подвійний ряд Фур'є дозволяє представити напругу у вигляді суми складових модульованого і модулюючого сигналів, що в свою чергу дозволяє аналізувати комбінаційні складові в сумарному спектрі. Метою даної статті є спектральний аналіз струму статора асинхронного двигуна при живленні від мостового трифазного АІН.

### Спектральний аналіз струму статора

Асинхронний двигун є динамічним нелінійним навантаженням, яке може бути представлене Г-образною схемою заміщення фазної обмотки статора асинхронного двигуна. Приймається, що фазна несиметрія і вплив вихрових струмів відсутні. Схема заміщення містить суму активних і реактивних складових опору фазної обмотки статора і приведених опорів фазної

обмотки ротора. Індуктивний опір  $X_v$ , обумовлений потоками розсіювання вищих складових, пропорційний індуктивному опору основної складової і береться кратним номеру гармонічної складової  $v$ :  $X_v = X_1 * v$ . Активний опір в машинах малої і середньої потужності не залежить від частоти [2]. При розрахунках струмів вищих гармонічних складових намагнічуочим контуром схеми заміщення можна захтувати в зв'язку з малістю амплітуд напруг і підвищеною частотою [3]. З урахуванням наведених припущень схема заміщення фазної обмотки статора містить послідовно з'єднані індуктивний опори  $X_v$  і активний опір  $R/S_v$ , де  $S_v$  – ковзання гармонічної складової  $v$ .

Ковзанням асинхронного двигуна є відносна різниця швидкості зміни змінного магнітного поля, що створюється обмотками статора і швидкості обертання ротора. Якщо розглядати ковзання для кожної гармонійної складової напруги живлення, то:

$$s_v = \frac{(\eta_v \pm \eta_2)}{\eta_v} = \frac{v\eta_1 \pm \eta_1(1-s_1)}{v\eta_1} = \frac{v \pm (1-s_1)}{v}, \quad (1)$$

де,  $v$  - номер гармонійної складової,  $\eta_1$  - частота обертання поля мережі,  $\eta_2$  - частота обертання ротора,  $\eta_v$  - частота обертання поля  $v$ -гармонійної складової.

У формулі (1) знаками «+» і «-» показано збіг і відповідно зворотній напрямок обертання поля вищої гармонійної складової по відношенню до першої. Виняток становлять гармонічні складові, кратні трьом, тому що для них кут зсуву по фазі буде відсутній.

Одномірний ряд Фур'є не дає уявлення про наявність в спектрі струму комбінаційних складових модулюючого і модульованого сигналів. Для аналізу спектру струму у вигляді суми складових модульованого і модулюючого сигналів доцільно застосування подвійний ряд Фур'є.

У просторі двох змінних часу  $f(t) = f[x(t), y(t)]$ ,  $x(t) = \omega_c t + \theta_c$ ,  $y(t) = \omega_0 t + \theta_0$ , де  $\omega_0$  – частота фундаментальної (основної) складової;  $\theta_0$  – фаза фундаментальної складової;  $\omega_c$  – частота несучої (опорної) складової;  $\theta_c$  – фаза несучої складової, довільна функція часу  $f(t)$  представляється у вигляді:

$$\begin{aligned} f(t) = & \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ A_{0n} \cos(n[\omega_0 t + \theta_0]) + B_{0n} \sin(n[\omega_0 t + \theta_0]) \right] + \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ A_{m0} \cos(m[\omega_c t + \theta_c]) + B_{m0} \sin(m[\omega_c t + \theta_c]) \right] + \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \left[ A_{mn} \cos(m[\omega_c t + \theta_c] + n[\omega_0 t + \theta_0]) + B_{mn} \sin(m[\omega_c t + \theta_c] + n[\omega_0 t + \theta_0]) \right], \end{aligned} \quad (2)$$

де  $m$  - індекс гармонічних складових модулюючого сигналу,  $n$  - індекс гармонійних складових сигналу, що модулюється [5].

Припустимо, що напруга живлення формується трифазним мостовим інвертором за допомогою двосторонньої широтно-імпульсної модуляції (ШІМ-2) другого роду. Згідно [4] з використанням подвійного ряду Фур'є напругу живлення фази можна представити в наступному вигляді:

$$U(t) = V_{dc} + V_{dc} \cdot M \cos(\omega_0 t) + \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left( m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left( [m+n] \frac{\pi}{2} \right) \cos(m\omega_c t + m\omega_0 t), \quad (3)$$

де  $V_{dc}$  – напруга ланки постійного струму;  $M$  – індекс модуляції (глибина модуляції);  $J_n(x)$  – функція Бесселя порядку  $n$ ;  $\omega_0$  – частота основної складової;  $\omega_c$  – частота несучої;  $m, n$  – індекси гармонічних складових.

Таким чином, ковзання для вищих гармонічних складових визначається:

$$s_{m,n} = \frac{(\eta_{m,n} \pm \eta_2)}{\eta_{m,n}} = \frac{m\eta_1 + n\eta_c \pm \eta_1(1-s_1)}{m\eta_1 + n\eta_c} = \frac{m+n \cdot k \pm (1-s_1)}{m+n \cdot k}, \quad (4)$$

де  $k$  – кратність частоти модулюючого і модульованого сигналів.

Використовуючи схему заміщення фазний струм дорівнює:

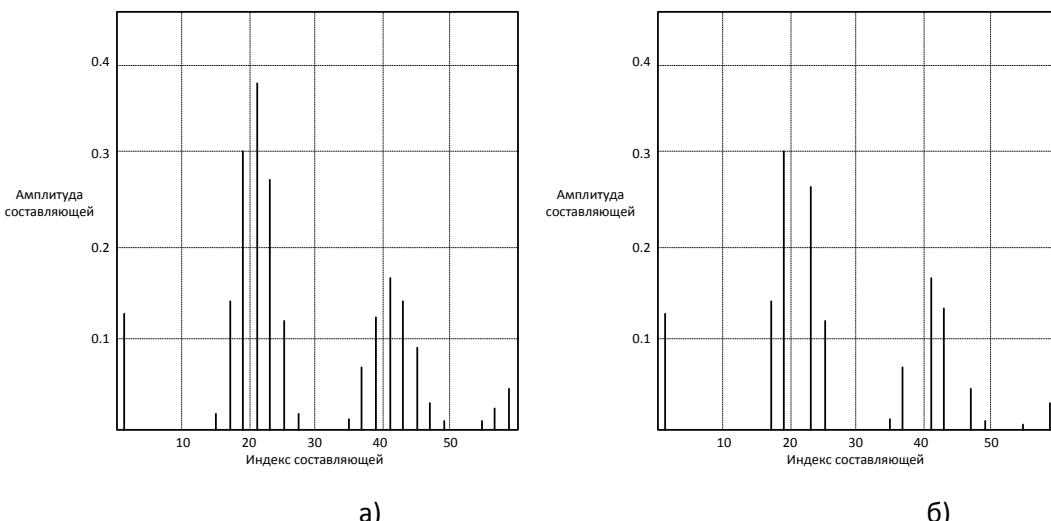
$$I(t) = \frac{U(t)}{Z} = \frac{U(t)}{\sqrt{(R/s_{m,n})^2 + ([m \cdot \omega_0 + n \cdot \omega_c] \cdot L)^2}} \quad (5)$$

Підставляючи (3) в (5) отримаємо:

$$I(t) = \frac{V_{dc}}{R_1} + \frac{V_{dc} \cdot M \cos(\omega_0 t)}{\sqrt{(R/s_1)^2 + (\omega_0 \cdot L)^2}} + \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m \cdot \sqrt{(R/s_{m,n})^2 + ([m \cdot \omega_0 + n \cdot \omega_c] \cdot L)^2}} J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin\left([m+n] \frac{\pi}{2}\right) \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (6)$$

На рис. 1 (а) зображений спектр фазного струму статора асинхронного двигуна при  $k = 21$ ,  $M = 0,9$ ,  $s_1 = 0,9$ .

Аналогічно використовуючи представлення лінійної напруги, отримане в [4] у вираз (5) отримаємо залежність лінійного струму. Спектр лінійного струму статора асинхронного двигуна при  $k = 21$ ,  $M = 0,9$ ,  $R_1 = 0,4$  Ом,  $L_1 = 1 \cdot 10^{-4}$  Гн і  $s_1 = 0,9$  представлено на рис. 1 (б), а також для  $s_1 = 0,2$  (в, г).



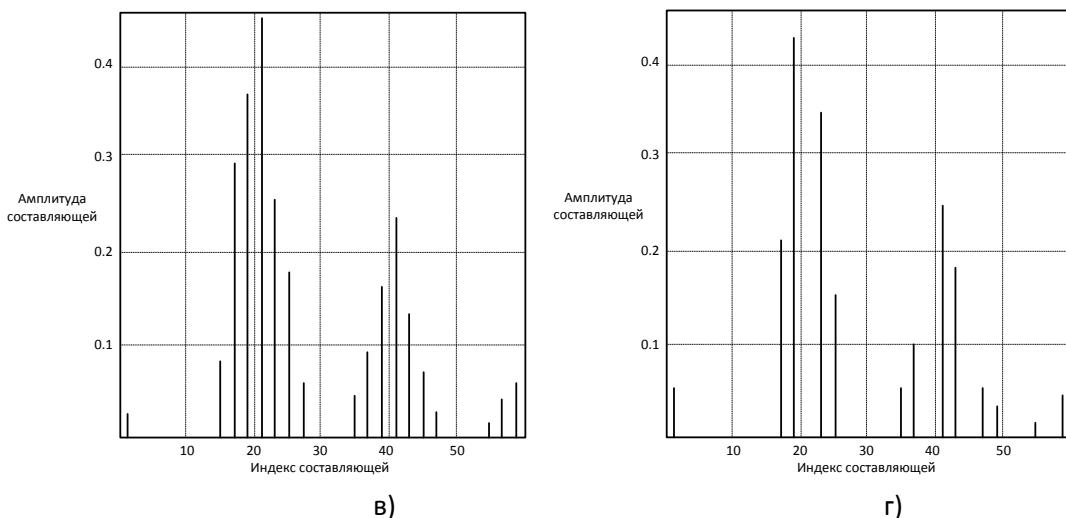


Рис. 1

Важливо зауважити, що частота сигналу, що модулюється повинна бути кратна частоті модулюючого сигналу, в іншому випадку в спектрі напруги живлення можливе виникнення низькочастотних складових і великої кількості комбінаційних гармонік.

Аналіз залежності струму статора асинхронного двигуна від ковзання при живленні від імпульсного джерела напруги призводить до необхідності використання методів програмованої модуляції, яка дозволить формувати напругу живлення із заданою спектральною характеристикою.

### Висновки

Отримано залежність ковзання вищих гармонійних складових асинхронного двигуна від частот модулюючого і модульованого сигналів. Досліджено залежність струму статора асинхронного двигуна від ковзання, яка показує, що при роботі двигуна в усталеному режимі і маліх значеннях ковзання основної складової спектр струму характеризується високим значенням коефіцієнта нелінійних спотворень, що в свою чергу веде до збільшення електричних втрат в обмотках двигуна і виникнення труднощів у діагностиці стану двигуна за допомогою методів спектрального аналізу. Високі значення амплітуд вищих гармонічних складових у порівнянні з амплітудою основної гармоніки можуть привести до зміни напрямку протікання струму на інтервалі формування напруги однієї полярності. Необхідно використовувати ключові елементи з двостороннім провідністю.

### Література

1. Немцев Г.А. Влияние высших гармонических составляющих на работу асинхронных двигателей / Г.А. Немцев, Е.А. Селезнёв, Л.А. Шестакова // Вестник Чувашского университета. – 2014. – № 2. – С. 46-51.
2. Родькин Д.И. Обоснование расчётных схем замещения асинхронных двигателей / Д.И. Родькин, Ю.В. Ромашихин // Технична електродинаміка. – 2012. – № 2. – С. 89-90.

3. Кондратюк О.Ю. Анализ аварийных режимов работы асинхронных двигателей к вопросу выбора их эффективной защиты / О.Ю. Кондратюк, А.Б. Егоров // Системи обробки інформації. – Х.: ХУ ПС, 2006. – Вип. 4 (53). – С. 79-86.
4. D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo. Pulse width modulation for power converters. Theory and practice. - IEEE Press Series on Power Engineering, 2003. – 724 р.
5. Буденний А. В. Применение двойного ряда Фурье для анализа квазисинусоидальных сигналов / Буденний А. В., Сенько В. И. // Оптимизация устройств энергетической электроники. – К.: Наукова думка. – 1981.

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

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

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

УДК 621.397.7

### О ПРЕИМУЩЕСТВАХ И НЕДОСТАТКАХ ПРЯМЫХ ВИДЕОТРАНСЛЯЦИЙ ЧЕРЕЗ БЕСПРОВОДНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

С.Г. Лазебный, П.В. Попович

НТУУ «КПІ», факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: [serglazebny@gmail.com](mailto:serglazebny@gmail.com),  
[ppv\\_ua@ukr.net](mailto:ppv_ua@ukr.net)

**Статья посвящена анализу преимуществ и недостатков технологий прямых видеотрансляций через беспроводные системы связи. Исследована проблема отказа модема из-за перегрузки канала связи, когда скорость передачи видеоданных падает до 0 Мбит/с. Приведены рекомендации по решению этой проблемы.**

The article deals with analysis of advantages and disadvantages of live streaming technologies with help of wireless communication systems. Modem failure problem is researched due to communication channel overload when video transmission rate is down to 0 Mbit/s. Recommendations are given to solve this problem.

**Ключевые слова:** технология, прямая видеотрансляция, Wi-Fi, 3G сети, модем, камера.

**Keywords:** technology, live video streaming, Wi-Fi, 3G network, modem, camera.

#### Введение

После реализации передачи звукового сигнала на расстояние возникла такая же задача передачи видеосигнала. В наше время способы передачи видеосигнала могут быть аналоговыми и цифровыми, проводными и беспроводными. Большим прорывом в данном направлении стала передача видео беспроводным способом. Первую возможность передачи такого контента стали предоставлять Wi-Fi камеры. Но так как технология Wi-Fi при передаче видео требует обеспечения прямой видимости, что часто не возможно, было предложено использовать для передачи видеосигнала GSM камеры, использующие протоколы GPRS и EDGE [1]. Сейчас на замену GSM камерам приходят такие технологии, как LiveU, Dejero и Vomodo.

#### Технологии прямых видеотрансляций

Технология LiveU - это технология передачи видеоматериала по нескольким беспроводным каналам связи (GPRS/EDGE, UMTS, CDMA, LTE и Wi-Fi) одновременно. Видеосигнал с камеры попадает в модуль LiveU и разбивается по специальному алгоритму на несколько мелких потоков, каждый из которых направляется в отдельный, независимый канал

связи. При этом сохраняется формат передаваемого видео с максимальной разрешающей способностью Full HD (1080p и до 60 кадров в секунду). Например, устройство LiveU HD60 основано на высокоскоростной RF-технологии, которая обеспечивает устойчивую передачу видеоданных даже через мобильные каналы [2]. Трансляция видео будет стабильной с минимальной задержкой и без потери качества, не зависимо от местоположения оператора, будь то оживленная улица мегаполиса, пустынный полигон, подземный переход или высотное здание.

Технология передачи видео достаточно проста: основной поток (10-12 Мбит/с) разбивается на несколько мелких потоков, которые впоследствии передаются по каналам CDMA, UMTS, LTE или Wi-Fi (рис.1). На приемной стороне, например, в новостной студии, находится компьютер со специальной программой, которая осуществляет объединение потоков в исходный видеосигнал. Другими словами, видео склеивается и передается в сеть Интернет. LiveU объединяет несколько нестабильных каналов мобильной связи в один стабильный широкий канал, оптимизированный для передачи в прямом эфире. Видео прямой трансляции кодируется и сжимается в формате H.264, а затем передается. Устройство LiveU HD60 получает видеопоток через интерфейсы SDI или HDMI. Также в нем есть цифровой видеовыход DV IEEE 1394 Firewire.



a 6

Рис. 1. Решения для беспроводных видеотрансляций (а – LiveU, б – Dejero)

С этой технологией уже работают ведущие телеканалы Америки, Великобритании, Украины и России, с использованием оборудования LiveU велись прямые трансляции с Олимпийских Игр в Лондоне [3].

Технология Dejero LIVE – платформа, которая позволяет транслировать HD видео через 3G, 4G, LTE, Wi-Fi, Ethernet, спутниковые и другие каналы связи. Она позволяет вести прямые трансляции как для традиционных зрителей, так и для интернет-пользователей, при этом картинка предается в высококачественном HD или SD формате.

Платформа Dejego автоматически загружает видео с различных записывающих устройств и передает его по разным каналам связи на скорости около 2 Мбит/с. Видеоматериалы загружаются на виртуальное облачное хранилище, с которого уже можно вещать в интернет или осуществлять прямой эфир на ТВ (рис.1). Вideosигнал идет с небольшой задержкой для того, чтобы успеть прервать трансляцию или вырезать ненужные видеофрагменты. Поддерживается передача видео с разрешающей способностью до 960р [3].

Технология Vomodo – это, по сути, рюкзак, который способен передавать видеосигнал с любого места. Технология Vomodo обеспечивает эффективную доставку видеосигнала с использованием любого оператора мобильной связи. Это очень удобно при трансляции

оперативных новостей и спортивных соревнований с любой точки планеты. Услугами Vomodo пользуются такие компании как Comcast, CBS, FOX, ABC и др.

Технология Vomodo SplitSolid представляет собой мобильное устройство для видеотрансляции, которое можно использовать в любом месте и в любое время. Оно может захватывать и передавать видео в форматах 4:3 или 16:9, с разрешающей способностью 320x240, 640x480, 720x480, HD 720i, HD 1080i. Батареи питания хватит примерно на 2-4 часа видеосъемки [3].

### Проблема отказа модемов

Но, не смотря на все явные преимущества указанных технологий, у них есть один недостаток. Во время видеосъемки при изменении плана, скорости передвижения камеры или зума скорость видеопотока возрастает, что приводит к перегрузке канала связи, вызванной нестабильностью битовой скорости видеопотока. Эта проблема является одной из самых существенных при использовании данных технологий. На практике возможны частые отказы 3G модемов (скорость передачи падает до 0 Мбит/с) из-за такой перегрузки.

Данная проблема была исследована при тестировании систем LiveU-500 и AviwestDMNG PRO180, которые поддерживают одновременную работу с 4 и 8 модемами соответственно. В ходе тестирования были использованы модемы операторов 3Mob, lifecell и Kyivstar. Результаты тестирования представлены в табл. 1.

Значения скорости видеопотока были получены в условиях быстрого движения камеры, увеличения и уменьшения зума, а также при изменении других условий съемки. Было проведено 4 измерения, в табл.1 приведены усредненные значения битовой скорости по результатам всех измерений. В скобках приведены значения скорости передачи без учета отказа модема. Таким образом, анализируя данные таблицы, можно отметить, что наиболее стабильные результаты дает применение модемов lifecell и Kyivstar, поскольку при работе с этими операторами не были зафиксированы отказы модемов. Работа устройств с модемами оператора 3Mob не давала стабильные результаты, в некоторых случаях наблюдались отказы модемов. Иногда даже работа модемов не восстанавливалась на протяжении значительного промежутка времени (нулевые значения скорости передачи в таблице).

**Таблица 1. Скорость передачи видеопотока через модем для различных решений**

Технология	Скорость передачи видеопотока через модем оператора, кбит/с								
	lifecell 1	3Mob 1	3Mob 2	Kyivstar	3Mob 3	3Mob 4	3Mob 5	3Mob 6	lifecell 2
LiveU1	1135	220(394)	299	666	-	-	-	-	-
LiveU3	1442	38(153)	122(195)	1328	-	-	-	-	-
Aviwest	1350	1700	0	-	90	0	120	1100	400

### Выводы

Таким образом, появление технологий прямых видеотрансляций через беспроводные сети дало возможность осуществлять прямые репортажи из горячих точек, спортивных соревнований, концертов и других мероприятий без применения дорогостоящих спутниковых систем передачи. С другой стороны, во время видеотрансляций возможны отказы 3G модема из-за перегрузки канала связи. Возможными путями решения проблемы отказа 3G модемов могут быть: вариативность операторов, повышение скорости передачи за счет выбора более дорогого тарифа (в случае оператора 3Mob) либо переход на сети с технологиями 4G.

### Література

1. Способы передачи видеосигнала [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://kb-sb.ru/pub/11/62> - (Дата обращения: 02.03.2016).
2. Телеконтекст: сборник фактов о телевидении [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://телеконтекст.ptrc.ru/technology/item332.php> - (Дата обращения: 02.03.2016).
3. Характеристики LiveU [Электронный ресурс]. – Режим доступа <http://www.liveu.tv> - (Дата обращения: 02.03.2016).

**Рекомендовано к публикации:** к.т.н., доц. Лазебный В.С.

НТУУ «КПІ», факультет электроники, кафедра ЗТРИ, Киев, Украина

**АНАЛІЗ СУЧАСНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ ТРАНСЛЯЦІЇ НВВТВ ТА ПЕРСПЕКТИВИ ЇЇ РОЗВИТКУ**

А.С. Барабаш

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна,

e-mail: [barabash.young@gmail.com](mailto:barabash.young@gmail.com)

**Розглянуто стандарт гібридного цифрового телебачення HbbTv, який активно набуває популярності у багатьох країнах по всьому світу (Германії, Франції, Польщі, Австралії та Новій Зеландії). В статті було проаналізовано технології, що використовуються в цьому стандарті та перспективи його розвитку.**

**In this article was analyzed industry standard of HbbTv (Hybrid Broadcast Broadband TV) that actively gaining popularity in many countries all around the world (Germany, France, Poland, Australia and New Zealand). In this article were analyzed technologies used in this standard and its development prospects.**

**Ключові слова:** телебачення, трансляція, широкомовлення, HbbTv, IPTV, приставка, відео на замовлення.

**Key words:** tv, translation, broadband, broadcast, HbbTv, IPTV, Set-top box, video-on-demand.

### **Вступ**

HbbTv (або HybridBroadcastBroadbandTV) – це стандарт гібридного цифрового телебачення, що поєднує у собі широкомовлення, IPTV та широкосмугову доставку розважального контенту.

Цей стандарт активно набуває популярності у багатьох країнах по всьому світу (Германії, Франції, Польщі, Австралії та Новій Зеландії).

Метою дослідження, результати якого подано в цій доповіді, є з'ясувати особливості стандарту HbbTвта перспективи його впровадження в Україні. В роботі проаналізовано принципи функціонування та схему реалізації стандарту, а також його удосконалення з моменту створення.

HbbTv це консорціум та угрупування компаній, що здійснюють широкомовлення та компаній інтернет-індустрії з метою доставки контенту до кінцевого користувача із застосуванням єдиного інтерфейсу, створюючи альтернативу існуючим технологіям.

Продукти та послуги, що використовують стандарт HbbTV можуть працювати із різними технологіями розповсюдження телевізійних програм: супутниковими, кабельними та наземними мережами.

Для доступу до технології користувачу потрібно мати доступ до мережі Інтернет, телевізор із функцією SmartTv, що підтримує стандарт HbbTv або телевізійну приставку Set-TopBox(STB).

У стандарті передбачено можливість надання таких послуг, як телетекст (teletext), відео на замовлення (video-on-demand), електронну програму передач (EPG), голосування, ігри, підключення соціальних мереж, інтерактивної реклами та інших мультимедійних додатків. Іншими словами, це телебачення нового покоління, яке тісно поєднане з інтернетом та гнучко підлаштовується під потреби будь якого глядача.

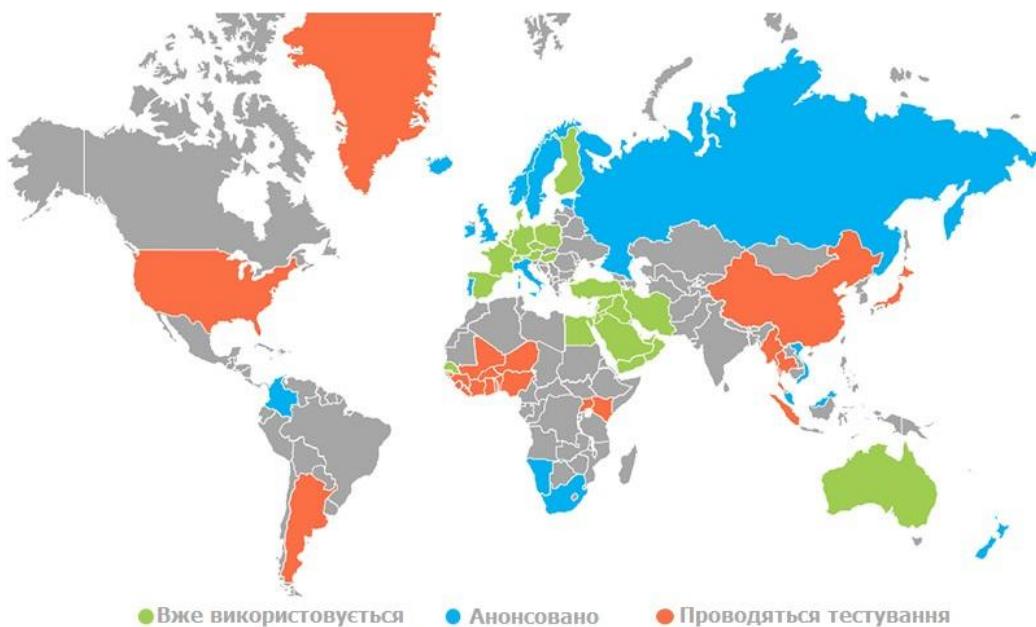


Рис. 1 Поширення технології HbbTV

Серед основних переваг цього стандарту слід відмітити:

- відсутність щомісячної оплати послуг у порівнянні з іншими стрімінговими сервісами типу Netflix, Megogo;
- у сучасних телевізорах виробництва LG, Samsung, Sony, TPVision, HiSense, Hitachi, Bauhn and Changhong підтримка стандарту вже вбудована;
- власникам більш старих моделей телевізорів не обов'язково купляти нові моделі, досить лише придбати телевізійну приставку, що підтримує стандарт;
- розширений інтерфейс який дозволяє отримувати додаткову інформацію про те, що відбувається на екрані в режимі реального часу за допомогою мережі Інтернет;
- участь у голосуваннях за допомогою пульта телевізора;
- використання смартфону або планшету як допоміжного пристрою вводу/зчитування інформації;
- отримувати лише релевантні рекламні повідомлення

#### Впровадження стандарту HbbTV 2.0 та його перспективи

В цьому році була представлена технологія HbbTV 2.0, набір для тестування вже є доступним, що дозволить вивести на ринок HbbTV 2.0 сумісні продукти і послуги вже в наступному році. Основними інноваціями були названі підтримка таких технологій для передачі

відео як Ultra HD та HEVC, а також останніх розширених технологій для глядачів основаних на стандарті HTML5.

Технологічно стандарт розроблено таким чином, що дозволяє працювати на HbbTV 2.0 сумісних пристроях додаткам, створених для HbbTV 1.0 та HbbTV 1.5, що робить оновлення системи досить зручним.

У оновленому стандарті з'явилася підтримка чотирьох варіантів роботи із другим екраном (смартфон, планшет):

- Додаток на другому екрані може запускати HbbTV додаток на телевізорі: це дозволяє глядачеві використовувати свій планшет або смартфон для того, щоб переглядати відео-контент і запускати HbbTV додаток, щоб дивитися цей контент на екрані телевізора. При такому варіанті використовується технологія DIAL - як і у випадку з Netflix і Chromecast;
- Додаток на телевізорі запускає додаток на другому екрані: це дозволяє, наприклад, таким популярним телешоу, як «Голос Країни», запускати за допомогою відповідної служби HbbTV 2.0 додаток «Голос Країни» на планшеті, щоб забезпечити глядачеві більш глибоке занурення в те, що відбувається на екрані і можливість інтерактивного зв'язку у вигляді голосування;
- Зв'язок між додатком на другому екрані і додатком на телевізорі.
- Синхронізація додатки або медіа на другому екрані з медіа на телевізорі: це дозволяє глядачеві без проблем і переривань перемикатися в процесі перегляду з одного пристроя на інший.

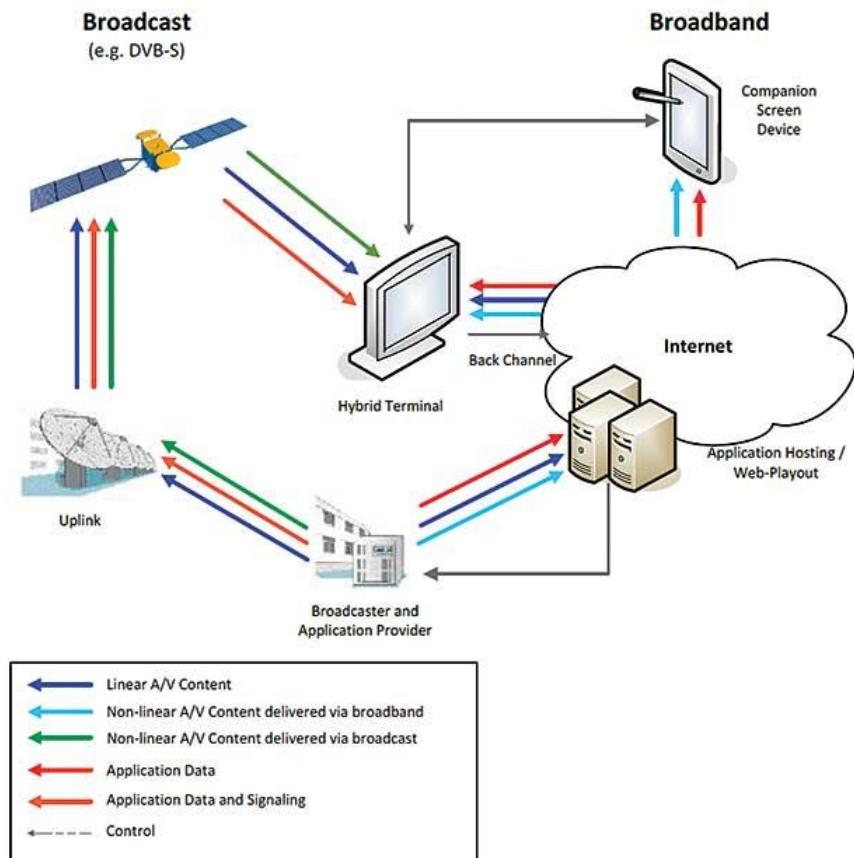


Рис. 2 – Схема системи HbbTv 2.0

У вигляді таблиці наведено переваги та оновлення стандарту:

Функціонал	HbbTv 1.0, HbbTv 1.5	HbbTv 2.0
HTML5 і пов'язані технології	-	+
HEVC відео	-	+
Підтримка субтитрів для контенту, що одержується з широкосмугових мереж	-	+
Запуск додатків для екрана-супутника	-	+
MPEG DASH	-	+
Підтримка клавіатури і миші	-	+
Вставка рекламних блоків в VoD-контент	-	+
Синхронізація додатків і контенту між пристроями	-	+
Синхронізація додатків і контенту	-	+

### Специфікації та проблеми впровадження стандарту

Із появою телевізорів з власними інтелектуальними середовищами відбувалася активна конкуренція між виробниками, що призвела до сильних відмінностей у програмному забезпеченні, лише починаючи з 2012 року було затверджено альянс SmartTV, що взяв на себе відповідальність за об'єднання під один набір засобів розробки, утиліт і документації (SDK).

Навіть ця уніфікація не може задовольнити операторів надання послуг, адже кожна платформа використовує різні формати потокової передачі і DRM, що ускладнює стандартизацію робочих процесів підготовки контенту. Деякі мовні компанії зазнали труднощів при створенні додатків для другого екрану, нанесенні водяних знаків, великій затримці синхронізації, необхідності в установці кінцевими користувачами специфічних мобільних додатків. Другою важливою проблемою є забезпечення синхронізації між декількома пристроями, що транслюють зображення передач «наживо» з різних відеокамер.

Першу спробу виходу стандарту на український ринок у 2014 році зробила компанія «Либідь ТВ». Вона надавала можливість дивитися додаткову інформацію у вигляді фотографій та тексту щодо Олімпійських ігор 2014 року. На жаль 9 квітня 2014 року вона збанкрутіла. Ще одною необхідною умовою для впровадження стандарту є інвестиції та інформаційна компанія спрямована на популяризацію стандарту як це відбувалося під час переходу на цифрове телебачення.

Хоча немає ніяких сумнівів в тому, що стандарт HbbTv несе в собі багато суттєвих нововведень та переваг проти звичайного телебачення та власних інтелектуальних середовищ розроблених окремо різними виробниками, що підкріплюється фактом переходу компанії Samsung до HbbTV попереду ще багато роботи зі створення екосистеми.

**Висновки**

Стандарт HbbTv має великий потенціал і може сумістити можливості інтернету та телебачення, що дозволить надати користувачам можливість персоналізувати свій доступ до телебачення, активно взаємодіяти з інтерфейсом та отримувати лише релевантну медіаінформацію, створити інформаційне середовище поєднане з соціальними мережами.

Слід очікувати, що в Україні скоро почнеться активне впровадження цієї технології, адже існують всі передумови для її появи, необхідно лише щоб на ринок увійшли оператори, які будуть надавати цю послугу. Це дозволить перевести телебачення в Україні на якісно новий рівень.

**Література**

- 1) HbbTV and FreeviewPlus: Everything you need to know - Режим доступу:  
<http://www.techradar.com/news/television/hbbtv-everything-you-need-to-know-1254169>
- 2) HbbTV: глобальный обзор - Режим доступу:<http://mediasat.info/2016/01/18/hbbtv-globalnyj-obzor/>
- 3) HbbTV-Specification-2.0-FAQ- Режим доступу: <https://www.hbbtv.org/wp-content/uploads/2015/07/HbbTV-Specification-2.0-FAQ.pdf>
- 4) HbbTV 2.0: Could This Standard Become the Future of Television? - Режим доступу:<http://www.streamingmediaglobal.com/Articles/ReadArticle.aspx?ArticleID=107751>

**Рекомендовано до публікації:** д.т.н., доцент Лазебний В.С.  
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ЗТРІ, Київ, Україна

УДК 621.3

## **ВИЗУАЛИЗАЦІЯ ДИСТАНЦІОННИХ КУРСОВ**

В.В. Левченко

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: levtower@gmail.com

**В** статье рассматриваются вопросы, касающиеся наполнения онлайн курсов графическими элементами с целью их усовершенствования. Здесь представлены методы создания этих элементов, области их применения и инструменты для работы с ними. Также в статье упомянуты уже существующие примеры, наглядно показывающие преимущества визуализации курсов.

**Article deals with questions concerning filling online courses with graphic elements for the purpose of their enhancement. Here are presented methods of creating such elements, their applications and tools needed for working with them. This article also mentions existing examples, which clearly show benefits of course visualization.**

**Ключевые слова:** визуализация, оформление, восприятие, информация.

**Key words:** visualization, formalization, perception, information.

### **Введение**

Около 90% информации человек получает через органы зрения, примерно 9% – через органы слуха и только 1% через остальные органы чувств [1]. Исследования показали, что человек запоминает 15 % информации, получаемой им в речевой форме и 25 % – в зрительной; если же оба эти способа передачи информации используются одновременно, он может воспринять до 65 % содержания этой информации. Также установлено, что до 20 % информации, поступающей через органы слуха, может быть утрачено [2]. Из этого следует подтверждение немаловажности роли аудиовизуальных средств обучения.

Задача визуализации дистанционного курса призвана свести до минимума негативные физиологические факторы человека, влияющие на его обучение, обеспечивая максимальное удобство восприятия и, тем самым, повышая качество учебных материалов.

### **Основная часть**

Визуализация обучающих материалов, в частности предназначенных для дистанционного обучения, применяется как в сфере развлечений, так и учебными заведениями. С 2009/10 учебного года в Сумском Государственном Университете начались онлайн аудио и видеотрансляции консультаций преподавателей в локальные центры дистанционного обучения [3]. Видеоматериалы позволяют студенту не только слышать и видеть преподавателя, но и наблюдать за всеми действиями на компьютере во время демонстрации дистанционного курса, разъяснений касательно работы с ним.

В 2003 году состоялось открытие проекта Массачусетского Института Технологий под названием MITOpenCourseWare [4]. Как видно на рис.1 , лекции курса должным образом оформлены, что дает студентам возможность качественнее воспринимать материал.

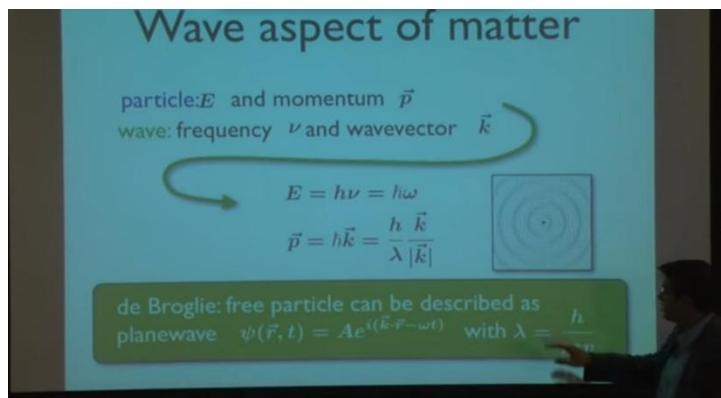


Рис. 1 Лекция по квантовой физике в MIT

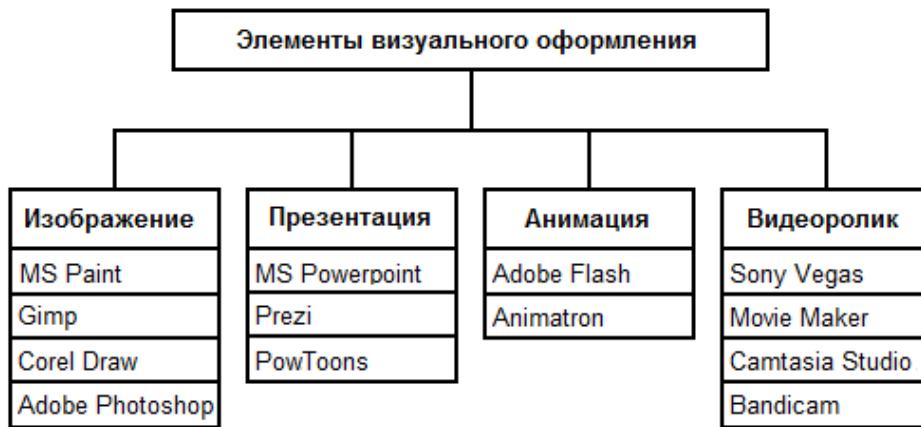
Визуализацию дистанционного курса можно выполнить, используя следующие элементы:

- **Изображение** - является самым простым графическим объектом и традиционно наиболее широко применяем в учебных материалах.
- **Презентация**- подходит для оформления лекций/докладов с расчетом на то, чтобы демонстрировать ее перед аудиторией определенного круга интересов и квалификации.
- **Анимация**- хороший выбор для визуализации физических процессов, объемных вычислений и алгоритмов.
- **Видеоролик**- объединяет в себе визуальную и звуковую составляющие, что максимально способствует усвоению информации. Такой способ можно применять для большой разновидности обучающих материалов. В зависимости от требований и стилистики курса к созданию видеоролика можно подойти с нескольких сторон, описанных в табл.1.

Таблица 1. Подходы к созданию видеоролика

Способы создания видеоролика	Применение
Использовать ранее созданную анимацию в программах для обработки видео, наложить звук и эффекты	Громоздкие вычисления, физические процессы, теоретические материалы
Записывать работу на компьютере при помощи специальной программы для захвата видео с экрана, озвучивать свои действия	Работа с программами, динамическими графиками
Рисовать на холсте, записывая процесс на видеокамеру, озвучивать свои действия или же накладывать звук во время монтажа	Теоретические материалы, лекции
Комбинировать все вышеупомянутые способы	Полное рассмотрение темы курса.

Каждый из этих элементов может быть создан в домашних условиях при наличии ПК и при помощи соответствующих программ, приведенных на рис.2. Среди перечисленных инструментов есть как платные, так и бесплатные.



**Рис.2 Инструменты визуализации**

Технические науки, а в частности специальность «электроника» обладают большим объемом информации, не встречающегося вообще или встречающегося реже в других сферах образования. Дисциплины, связанные с электроникой имеют множество схем, матриц, графиков (как двумерных, так и трехмерных), описаний физических процессов. Создание анимации и/или видеоролика, объясняющего алгоритм построения графика, работы со схемой или прибором значительно улучшит результат отдачи материала читателю.

В качестве наглядного примера выбрана задача из курса «Теория Информации и Обработки Сигналов-1»[5]. Задача звучит следующим образом:

Канал связи описан канальной матрицей:

$$p(b/a) = \begin{vmatrix} 0,98 & 0,01 & 0,01 \\ 0,1 & 0,75 & 0,15 \\ 0,2 & 0,3 & 0,5 \end{vmatrix} \quad (1)$$

Вычислить среднее количество информации, которую переносит один символ сообщения, если вероятности появления символов источника сообщений равны:

$$p(a_1) = 0,7 \quad p(a_2) = 0,2 \quad p(a_3) = 0,1 \quad (2)$$

В ходе решения использовалась формула энтропии источника сообщений:

$$H(A) = -\sum_{i=1}^m p_i \cdot \log_2 p_i \quad (3)$$

а также формула общей условной энтропии:

$$H(B/A) = -\sum_i p(a_i) \sum_j p(b_j/a_i) \log_2 p(b_j/a_i) \quad (4)$$

Алгоритм решения задачи представлен в анимации, как видно на рис.3. Каждый шаг иллюстрировался цветными стрелками, а также все числа выделялись тем же цветом, что и соответствующие им переменные в формуле, что улучшило восприятие задачи и ее решения.

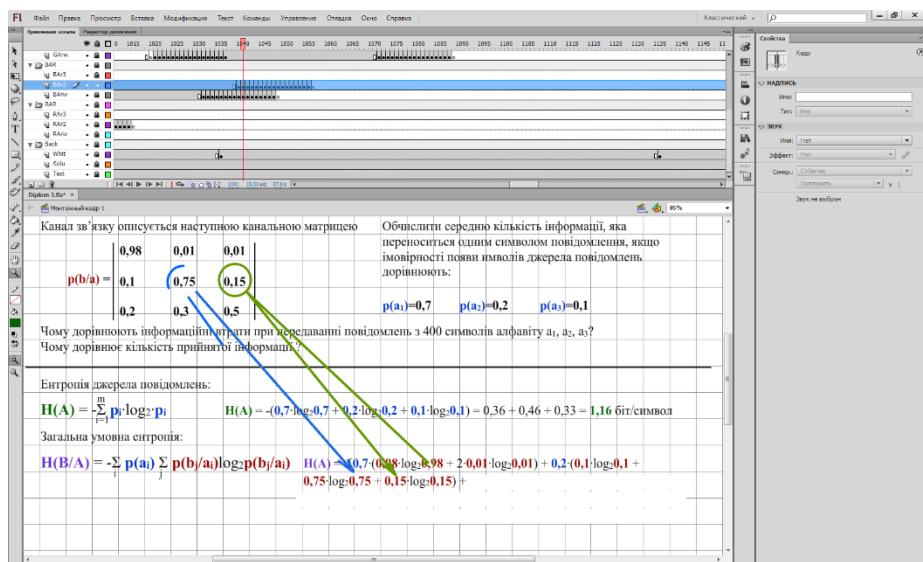


Рис.3 Снимок экрана из рабочей среды с анимацией

### Выводы

В данной работе рассмотрены причины для визуализации дистанционных курсов, методы и инструменты, необходимые для этого. На примере показан результат, полученный после оформления задачи в среде AdobeFlash. Посредством статьи доказана важность и целесообразность наполнения онлайн курсов визуальными элементами.

### Литература

- Паутинка С. Урок Кейс "Восприятие информации органами чувств человека" [Электронный ресурс] / С. Паутинка, А. Паутинка – Режим доступа к ресурсу: <http://xvatit.com/school/sch-online/compet/101795-case-perception-of-information.html>.
- Товажнянский Л. Л. Основы педагогики высшей школы / Л. Л. Товажнянский, О. Г. Романовский, В. В. Бондаренко. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2005. – 366-376 с.
- Дистанционное обучение в СумГУ [Электронный ресурс] – Режим доступа к ресурсу: <http://dl.sumdu.edu.ua/ru>.
- MIT OpenCourseWare [Электронный ресурс] – Режим доступа к ресурсу: <http://ocw.mit.edu/index.htm>.
- Ямненко Ю. С. Лекция 4: Энтропия объединения / Ю. С. Ямненко // Теория Информации и Обработка Сигналов-1. – Киев: НТУУ «КПИ», 2014.

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

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ПЭ, Киев, Украина

УДК004.7

## ОСОБЛИВОСТІ СПЕКТРАЛЬНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДІОЧАСТОТНОГО СИГНАЛУ МЕРЕЖІ WI-FI

К. Г. Купченко

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: katenika\_1993@ukr.net

**У доповіді подано результати аналітичних досліджень особливості функціонування безпроводових корпоративних мереж стандарту 802.11n та 802.11ac. Розроблено рекомендації для моделювання каналів зв'язку 802.11n та 802.11ac.**

**This article presents results of the analytical research of functioning wireless corporate network standards 802.11n and 802.11ac. Were designed recommendations for modelling of communication channels 802.11n and 802.11ac.**

**Ключові слова:** 802.11ac, 802.11n, OFDM, BER.

**Key words:** 802.11ac, 802.11n, OFDM, BER.

### Вступ

У даній роботі досліджено особливості спектральних характеристик радіочастотного сигналу мережі Wi-Fi стандартів 802.11n, 802.11 ac, використовуючи САР SystemVue. Метою даного дослідження є з'ясування особливостей характеристик спектрів OFDM сигналів, що застосовують в мережах Wi-Fi і оцінювання ефективності такого способу модуляції і кодування.

Для досягнення поставленої мети потрібно виконати такі завдання:

- провести моделювання методів шифрування, які можна використати в OFDM, а також моделювання каналів зв'язку;
- на основі отриманих результатів зробити висновки щодо переваг та недоліків кожного методу.

У мережах Wi-Fi стандартів 802.11n, 802.11ac використовують технологію OFDM. На сучасному етапі розвитку мережних технологій технологія OFDM є найперспективнішою для бездротових мереж. Система OFDM має ряд переваг порівняно з одночастотними способами модуляції:

- високу спектральну ефективність у порівнянні зі звичайними схемами модуляції;
- низьку чутливість до похибок часової синхронізації;
- високу стійкість до міжсимвольної інтерференції та загасань.

Однак OFDM має також і ряд недоліків:

- система з використанням OFDM чутлива до зсуву Доплера, що накладає обмеження на використання цього методу в мобільних системах;
- неідеальність сучасних приймачів та передавачів викликає фазовий шум, що погіршує роботу системи з OFDM.
- система з використанням OFDM чутлива до похибок частотної синхронізації;

- низьку енергоефективність.

### **Загальна характеристика стандартів 802.11n та 802.11ac.**

802.11n – це стандарт бездротових мереж, який є доповненням до стандарту 802.11-2007. Метою розробників цього стандарту було підвищення пропускної здатності в порівнянні з попередніми стандартами. [1]. У порівнянні з попередніми стандартами, було введено ряд покращень фізичного рівня стандарту:

- модифіковано OFDM: замість 48 підносійних використовується 52, що збільшує пропускну здатність з 54 до 58,5 Мбіт/с;
- покращено пряму корекцію помилок. Крім швидкості кодування 3/4 стала наявна швидкість 5/6, що збільшує пропускну здатність від 58,5 до 65 Мбіт/с;
- скорочено захисний інтервал між OFDM-символами з 800 до 400 нс, що збільшує пропускну здатність з 65 до 72,2 Мбіт/с;
- здвоєння каналів з 20 до 40 МГц збільшує пропускну здатність з 72,2 до 150 Мбіт/с;
- підтримка до 4-х просторових потоків (MIMO) збільшує пропускну здатність у 4 рази до 600 Мбіт/с.

802.11ac – це стандарт бездротових мереж, що працює на частоті 5 ГГц. Метою розробників цього стандарту було підвищення пропускної здатності в порівнянні з 802.11n[2]. Відмінності цього стандарту від попередніх[3]:

- стандартна ширина каналу – 80 МГц, також можливе використання здвоєних каналів з шириною 160 МГц;
- підтримка до 8 просторових потоків;
- можливість модуляції 256-QAM та швидкостей кодування 3/4 та 5/6;
- зміна діаграм спрямованості антен методом фазовоантоної решітки тепер стандартизована;
- механізм підтримки каналів шириною 20, 40, 80, 160 МГц.

Різні приклади конфігурації пристріювза стандартом 802.11ac наведено в табл. 1.3 (За умови використання модуляції 256-QAM з швидкістю кодування 5/6).

### **Моделювання каналів зв'язку**

Промоделюємо модулятор OFDM-сигналу, використовуючи САПР SystemVue, з наступними параметрами: кількість підносійних – 336; частотне рознесення між підносійними – 5,15625 МГц; захисний інтервал – 48,4 нс(на рис. 1 наведений графік).

Зі збільшенням складності модуляції, рис.2, зменшується відстань впевненого прийому.

Промоделюємо канал зв'язку 802.11n. Фрагмент схеми моделі наведено на рис. 3.

Дана модель складається з генератора послідовності двійкових символів, передавача сигналів Wi-Fi, згладжуvalьних фільтрів, модулятора, генератора носійної частоти, об'єкту «канал», генераторів білого гаусівського шуму, приймача та пристрою, що розраховує BER (імовірність бітової похибки).Проаналізуємо імовірності бітових похибок для MCS9 (QPSK, 1/2),

MCS11 (16-QAM, 1/2), MCS13 (64-QAM, 2/3) за умови, що амплітуда білого шуму становить -80 дБм залежно від енергії, що припадає на один символ, рис.4.

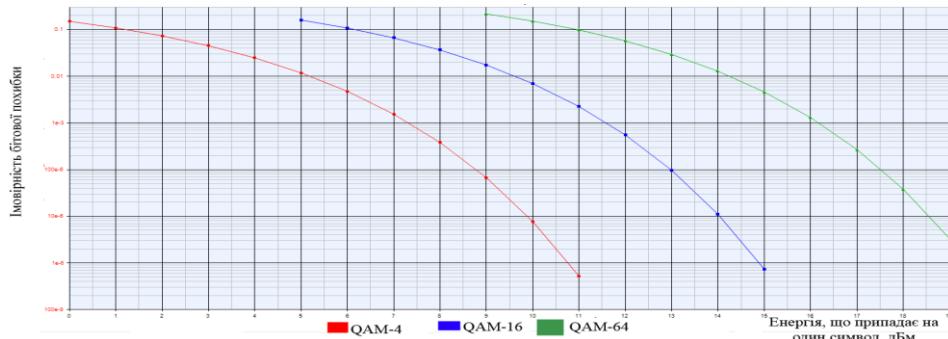


Рисунок 1 – Графіки залежності BER модульованих сигналів від енергії одного символу

Наведемо порівняльний графік залежності BER різних модуляцій на рис. 2.

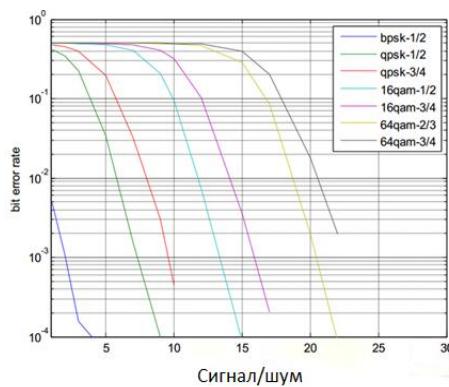


Рисунок 2 – Порівняльний графік залежності BER від відношення сигнал-шум для модуляції BPSK, QPSK, QAM

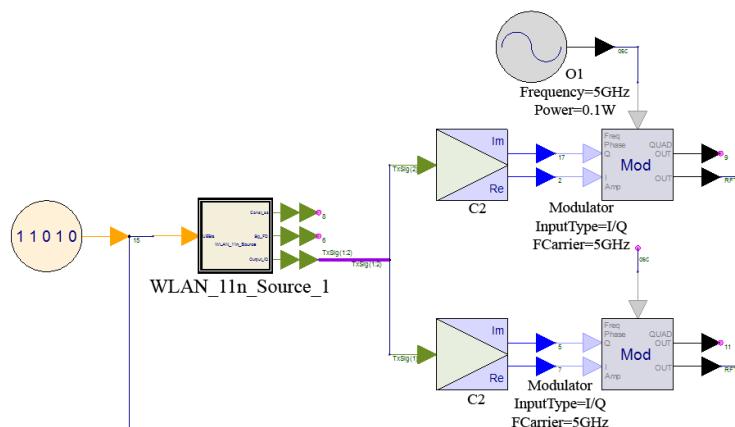


Рисунок 3 – Фрагмент схеми моделі каналу зв'язку 802.11n

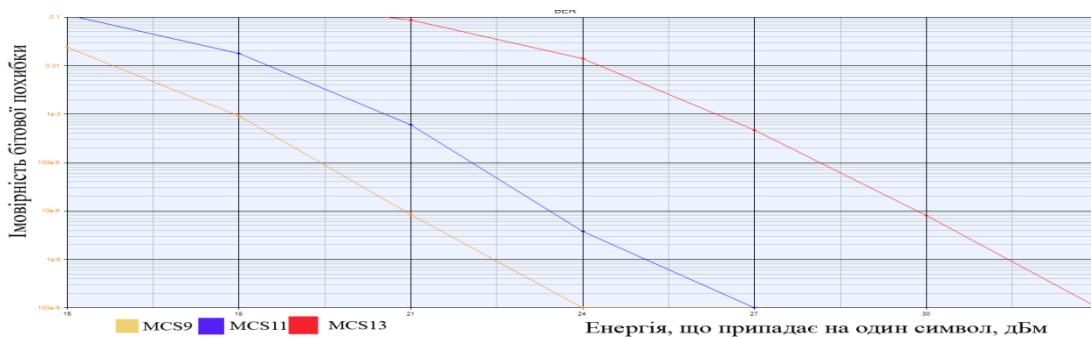


Рисунок 4 – Графіки ймовірностей бітових похибок для MCS9, MCS11, MCS13

Результати, наведені на рис. 4, збігаються з результатами, наведеними в рис. 1. Для забезпечення більшої швидкості використовують модуляції з більшою кількістю точок в сигнальному сузір'ї, але через це збільшується BER і, відповідно, у разі використання MCS, що має складнішу схему модуляції, необхідно більше енергії для забезпечення впевненого приймання на певній відстані. Моделювання каналу зв'язку для мережі за стандартом 802.11ac зроблено із застосуванням моделі з двома передавальними антенами у середовищі САПР SystemVue 2013. Данна модель складається з тих самих пристрій, що й модель каналу 802.11n, але передавання даних відбувається за стандартом 802.11ac.

На рис. 6 наведений графік залежності BER від енергії, що припадає на один символ при використанні MCS2.



Рисунок 6 – Графік імовірності бітової похибки для MCS2

### Висновки

Використання методів модуляції з меншою кількістю точок в сигнальному сузір'ї дозволяє збільшити відстань впевненого прийому, але швидкість передавання даних, у порівнянні з складнішими методами модуляції, набагато менша. Ці висновки підтверджуються графіками спектрів та BER різних методів модуляції. У сучасних стандартах (802.11ac) використовуються складніші види модуляції, що дозволяє досягнути вищої швидкості, але це зменшує відстань впевненого прийому. Використовуючи технологію 802.11ac, можна отримати швидкість, більшу приблизно на 50% від тої, яку забезпечують пристрої 802.11n. Перешкоди та відстань не так сильно зменшують швидкість передавання даних, коли використовується 802.11ac, на відміну від 802.11n.

**Література**

1. 802.11n Primer [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [http://www.aerohive.com/pdfs/Aerohive-Whitepaper-802-11n\\_Technology\\_Primer.pdf](http://www.aerohive.com/pdfs/Aerohive-Whitepaper-802-11n_Technology_Primer.pdf)
2. Fundamentals Wireless Communications, Chapter 10: MU-MIMO [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [http://www.eecs.berkeley.edu/~dtse/Chapters\\_PDF/Fundamentals\\_Wireless\\_Communication\\_chapter10.pdf](http://www.eecs.berkeley.edu/~dtse/Chapters_PDF/Fundamentals_Wireless_Communication_chapter10.pdf)
3. 802.11ac in-depth [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [http://www.arubanetworks.com/pdf/technology/whitepapers/WP\\_80211acInDepth.pdf](http://www.arubanetworks.com/pdf/technology/whitepapers/WP_80211acInDepth.pdf)

**Рекомендовано до публікації:** д.т.н., проф. Лазебний В.С.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ЗТРІ, Київ, Україна

УДК 004.7

## ОСОБЛИВОСТІ КОДУВАННЯ ВІДЕОПОТОКУ ДЛЯ ПЕРЕДАВАННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ ПРОГРАМ В СИСТЕМАХ СУПУТНИКОВОГО МОВЛЕННЯ

Р.С. Саган

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: rv3939@ukr.net

У статті наведено результати порівняльного дослідженняхарактеристик зображень телебачення стандартної чіткості кодованих за стандартами MPEG-2 та MPEG-4. У статті було проаналізовано та досліджено технології, що використовують для стиснення інформації, характеристики сигналу, що надходить до користувача, деякі методи вимірювання якості зображень.

**The article contains the results of comparative researchof Standard-definition television picture characteristics picture characteristics encoded by two different standards – MPEG-2 and MPEG-4. In article were analyzed technologies, used to compress data, picture characteristics, some measurement methods.**

**Ключові слова:**зображення, стиснення, кодек, інформація, MPEG-2, MPEG-4

**Key words:**picture, compression, codec, data, MPEG-2, MPEG-4

### Вступ

Наразі широкого розповсюдження набули два стандарти стиснення відеоінформації – MPEG-2 та MPEG-4. Актуальним є дослідження характеристик зображень, кодованих за цими стандартами, для порівняння доцільноті використання того чи іншого кодека в ситуації, коли пропускна здатність каналу обмежена. Метою такого дослідження було з'ясування відмінності в якості зображення, відновленого після стиснення за допомогою різних стандартів. У процесі дослідження було використано тестове зображення та два кодеки, що забезпечують стиснення відеопотоку за стандартами MPEG-2 та MPEG-4.

### Телебачення стандартної чіткості

Телебачення стандартної чіткості [1] (від англ. Standard-definition television, скор. SDTV), можна розшифрувати як Standard Digital Television – стандартне цифрове телебачення) – це стандарт, заснований на стандартах розкладання 625/50 (576i) і 525/60 (480i). Стандартна чіткість використовується в цифрових передачах відео з роздільною здатністю 480 (NTSC) або 576 (PAL) рядків, з чергуванням або прогресивної розгортками.

Роздільна здатність:

- $720 \times 480$ ,  $704 \times 480$ ,  $352 \times 480$ ,  $352 \times 240$  пікселів (NTSC)

### Засоби попередньої обробки мультимедійного контенту

Характерною особливістю відеоданих є їх надзвичайно великий об'єм. Фахівці в області

стиснення даних, вже протягом багатьох років працюють над поліпшенням ефективності алгоритмів компресії відеозображення. Стандарт MPEG-2 [2] використовується для стиснення рухомих зображень і звуку, і визначає формат відеопотоку, який може бути представлений як три типи кадру - незалежно стислі кадри (I-кадри), кадри, стислі з використанням передбачення руху в одному напрямку (P-кадри) і кадри, стислі з використанням передбачення руху в двох напрямках (B-кадри). Для цифрового супутникового телебачення, що використовує MPEG-2, з роздільною здатністю 720 на 576 пікселів максимальна швидкість інформаційного потоку 15 Мбіт/сек, а практично використовувана швидкість потоку - 3-4 Мбіт/сек. На одному транспондері на супутнику зазвичай вміщується 8-12 каналів.

Оскільки для HDTV передбачено роздільну здатність 1920 на 1080 пікселів, тобто площа екрану в 5 разів більше в порівнянні зі звичайним телебаченням, тому для мовлення одного каналу HDTV в стандарті MPEG2 треба було б орендувати половину транспондера.

Новим кроком у розвитку алгоритмів стиснення зображення став стандарт MPEG4 [2]. Стандарт H.264/AVC/MPEG-4 Part 10 містить ряд можливостей, що дозволяють значно підвищити ефективність стиснення відео в порівнянні з попередніми (такими, як ASP) стандартами, забезпечуючи також більшу гнучкість застосування в різноманітних мережевих середовищах. Основні з них:

- Використання стислих кадрів як опорних (тобто із запозиченням частини матеріалу з них) куди більш гнучко, ніж в попередніх стандартах. Дозволяється використання до 32 посилань на інші кадри, тоді як в ASP число посилань обмежене одним або, в разі B-кадрів, двома кадрами. Це піднімає ефективність кодування, оскільки дозволяє кодеру вибирати для компенсації руху між великою кількістю зображень.
- Незалежність порядку відтворення зображень і порядку опорних зображень. У новому стандарті усунуто жорстку залежність між порядком проходження зображень, що дозволяє кодеру вибирати порядок зображень для компенсації руху і для відтворення з високим ступенем гнучкості, яка обмежена тільки об'ємом пам'яті, який гарантує можливість декодування.

### **Методи об'єктивного вимірювання якості зображень в системах цифрового телевізійного мовлення**

#### **Пікове відношення сигнал/шум**

Загальноприйнятою величиною для оцінювання втрат під час відновлення зображень є метрика, яка називається пікове відношення сигнал/шум [3] або англійською PSNR. Слід зазначити, чим більше значення PSNR, тим менше втрат при відновленні і навпаки. Цей критерій визначається виразом:

$$PSNR = 20 \log_{10} \frac{\max_{ij} |x_{ij}|}{\sigma_\varepsilon}$$

де  $x_{ij}$ - Значення яскравості точки з координатами  $(i,j)$ - середньоквадратичне відхилення між вихідним і відновленим сигналами зображень.

Число PSNR не має розмірності, але через використання логарифма вважається, що PSNR вимірюється в дБ. Відзначимо, що PSNR не має абсолютноного значення. Величина PSNR використовується тільки для порівняння якості відновлення різних алгоритмів між собою.

#### **Індекс структурної подібності**

Індекс структурної подібності [4] (SSIM від англ. Structure similarity) є одним з методів вимірювання схожості між двома зображеннями. SSIM-індекс це метод повного зіставлення, іншими словами, він проводить вимірювання якості на основі вхідного зображення (не стислого або без спотворень).

SSIM метрика розрахована на різні розміри вікна. Різниця між двома вікнами  $x$  і  $y$  мають одинаковий розмір  $N \times N$ :

$$\text{SSIM}(x, y) = \frac{(2\mu_x\mu_y + c_1)(2\sigma_{xy} + c_2)}{(\mu_x^2 + \mu_y^2 + c_1)(\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + c_2)},$$

#### **Дослідження характеристик зображень, кодованих за стандартами MPEG-2 та MPEG-**

4

У процесі дослідження було використано тестове зображення та два кодеки, що забезпечують стиснення відеопотоку за стандартами MPEG-2 та MPEG-4.

Для дослідження було обрано відеопослідовність тривалістю 1 хв з такими характеристиками:

- Широкий спектр кольорів;
- Велика кількість рухомих об'єктів
- Панорамування



Рис. 1 – Кадр відеопослідовності

Для об'єктивного оцінювання було обрано два методи: метод визначення PSNR та метод визначення SSIM. Експеримент було проведено за допомогою програми MSU Video Quality Measurement Tool.

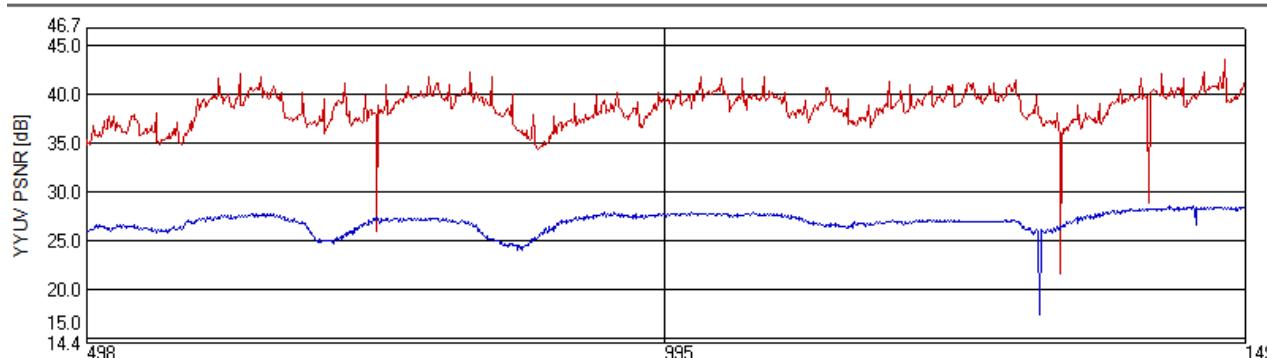


Рис. 1— Графік порівняння якості зображення методом PSNR

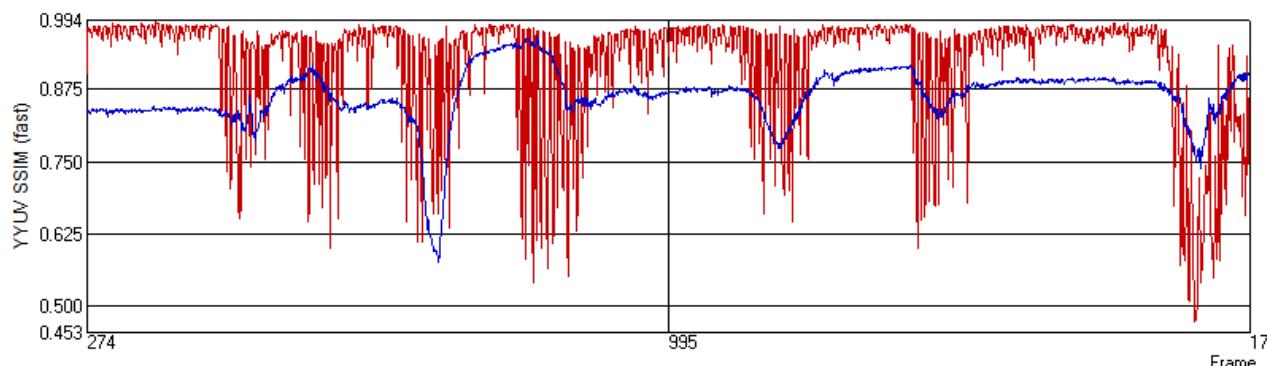


Рис. 2— Графік порівняння якості зображення методом SSIM

Першим кроком є обрання порівнюваних відеопослідовностей. Після цього обираються метрики, за допомогою яких буде проводитись об'єктивна оцінка. Зазначені метрики обчислюються як для кожного кадру, так і для всієї послідовності. Далі для побудови графіка використовуються відповідні числа, в залежності від типу графіка. Отримані результати експерименту, а саме значення метрик для кожної кодованої відеопослідовності можна представити у вигляді таблиці.

Табл. 1 — Порівняння якості відновленого зображення, закодованого різними кодеками

кодек	розмір	Бітрейт	PSNR	SSIM
H.264	3,89 МБ	493 Кбіт\сек	26,83	0,85
MPEG-2	14,3 МБ	1,81 Мбіт\сек	35,35	0,91

### Висновки

На підставі аналізу якісних показників відновленого зображення із застосуванням метрик SSIM та PSNR можна стверджувати, що система MPEG-2 забезпечує більш якісне зображення (SSIM=0.91, PSNR=35,35), але характеризується набагато більшим бітрейтом, що є недопустимим в деяких випадках, наприклад при передачі потокового відео до користувача системами супутникового мовлення з обмеженою пропускною здатністю. Для тестового зображення об'єми файлів після стиснення становили 3.89 МБ (MPEG-4) та 14.3 МБ (MPEG-2).

**Література**

1. Смирнов А.В, Пескин А.Е. Цифровое телевидение. От теории к практике/Смирнов А.В, Пескин А.Е, – М.: Горячая Линия – Телеком, 2005. – 352 с.
2. Кодеры и декодеры MPEG, А. Ануфриев. Информационно-технический журнал 625. – изд. ООО «Издательство 625», – №27, 2009 – 156 с.
3. PSNR. [Електронний ресурс]. – Режим доступу до інформації: [http://www.compression.ru/video/quality\\_measure/psnr.pdf](http://www.compression.ru/video/quality_measure/psnr.pdf).
4. Image Quality Assessment: From error visibility to structural similarity. [Електронний ресурс] /Z. Wang, A. Bovik, H.R. Sheikh, P. Simoncelli – Режим доступу до інформації: [http://www.compression.ru/video/quality\\_measure/ssim.pdf](http://www.compression.ru/video/quality_measure/ssim.pdf).

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., доц. Лазебний В.С.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ЗТРІ, Київ, Україна

УДК 621.3

## ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕМС ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ АПАРАТУРИ ЗА КОЛАМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

М.В. Панчоха

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: [m.panchoha@gmail.com](mailto:m.panchoha@gmail.com)

**Обґрунтовано необхідність формування бази даних мережних протизавадових фільтрів з метою раціонального вибору за типорозміром або вартістю для забезпечення EMC за колами електро живлення конкретної телекомунікаційної (або іншої радіоелектронної) апаратури. Реалізовано прикладний програмний комплекс. Наведено технічні особливості роботи з базами даних і перелік основних компаній-виробників таких протизавадових засобів, що внесено в цю базу. Зроблено висновок щодо можливих шляхів подальшого вдосконалення програмного комплексу.**

**The necessity of creating database of RFI filters with the aim of rational choice by a standard size or cost in order to provide EMC for power circuits of particular telecommunicatoin (or another radioelectric) equipment. Implemented applied software system.Techical features of databases and a list of major manufacturing companies is provided.The conclusion of possible ways to further improve the software system is made.**

**Ключові слова:** Електромагнітна обстановка, електромагнітна сумісність, ПЗФ фільтри, база даних, рівень звавад, чутливість, моделювання.

**Key words:** Electromagnetic environment, electromagnetic compatibility, mains RFI filter, database, level of emissions, sensitivity, simulation.

### Вступ

Проблема забезпечення електромагнітної сумісності (EMC) технічних засобів (ТЗ) виникла одразу після початку практичного застосування радіоелектронних засобів. Стрімкий розвиток телекомунікаційних та інформаційних технологій суттєво підвищує актуальність забезпечення EMC ТЗ спеціального та побутового призначення.

Сучасні електронні телекомунікаційні системи оснащені напівпровідниковими елементами, чутливими до електромагнітних завад. Для забезпечення електромагнітної сумісності за колами електро живлення застосовують мережеві протизавадові фільтри (МПЗФ), перелік деяких відомих світових фірм продуцентів фільтрів наведено в [1].

На підставі аналізу чутливості радіоінформаційних приладів за кондуктивними колами та порівняння із допустимими рівнями емісії в електричній мережі від джерел електро живлення [2,3], випливає, що рівні, регламентовані нормативною документацією суттєво перевищують чутливість радіо інформаційної апаратури.

Це обумовлює необхідність розвитку методів прогнозування рівнів електромагнітних завад для конкретних умов, з метою раціонального застосування мережевих та інформаційних фільтрів.

### Особливості програми

Фільтрація є основним засобом притлумлення кондуктивних завад у лініях електророживлення та інформаційних колах.

Проектування і промисловий випуск протизавадових фільтрів є сферою діяльності провідних світових фірм, вони постачають на світовий ринок десятки тисяч видів ПЗФ. Найбільш застосовані фільтри таких фірм, як Shaffner, Tusonix, MurataElectronic, Epcos, Corcom, LCA® (a ChineseBrand), PanasonicIndustrialDevices, TDK тощо.[4]

Окрім того, необхідно враховувати обмеження, що стосуються сили струмів номінального та спливу, напруги, вношуваного загасання за симетричним та несиметричним шляхом. Тому час, необхідний для визначення обґрунтованого технічного рішення є суттєвим. Тому доцільно вирішувати цю проблему за сучасних інформаційних технологій, спираючись на поновлювану базу даних з інтерфейсом, що дозволяє розробнику за різницю між нормами на рівні завад та рівня емісії або чутливості конкретного пристрою підібрати варіанти МПЗФ з подальшим раціональним вибором за обраним критерієм.

Базу даних складено з двох таблиць - filters і AFC. У таблиці filters містять основні параметри фільтрів: ID – унікальний ідентифікатор фільтра в межах бази, userID – унікальний ідентифікатор користувача, який додав фільтр, AFCID – зовнішній ключ для зв'язку із таблицею AFC, name – назва фільтра, vendor – виробник фільтра, type – тип фільтра, A – максимальна сила струму, V – максимальна напруга. У таблиці AFC розміщено дані щодо вношуваного загасання на стандартних контролюваних частотах.

Структурну схему експертно-пошукової системи наведено на рисунку 1.

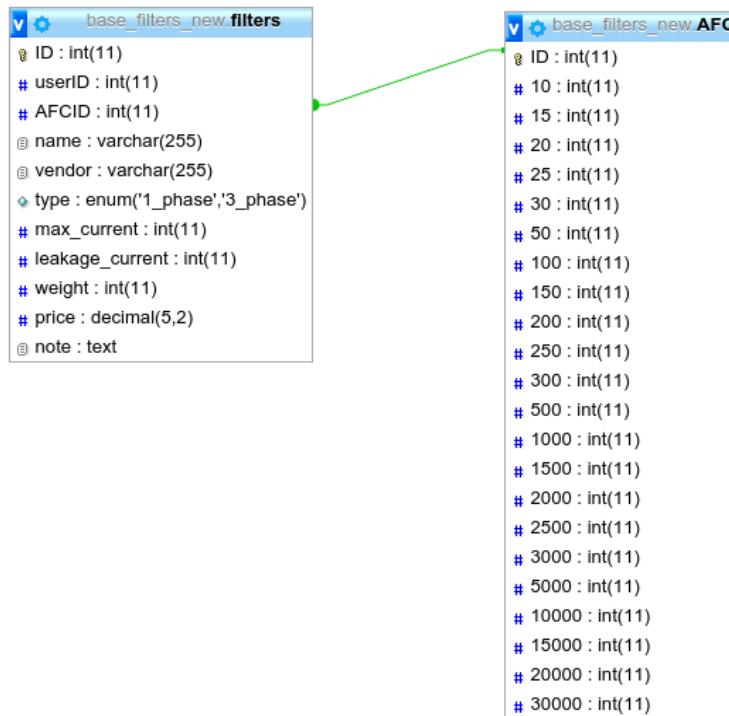


Рисунок 1 – Структурна схема

Блок-схему модуля оброблення команд головного меню наведенона рисунку 2.

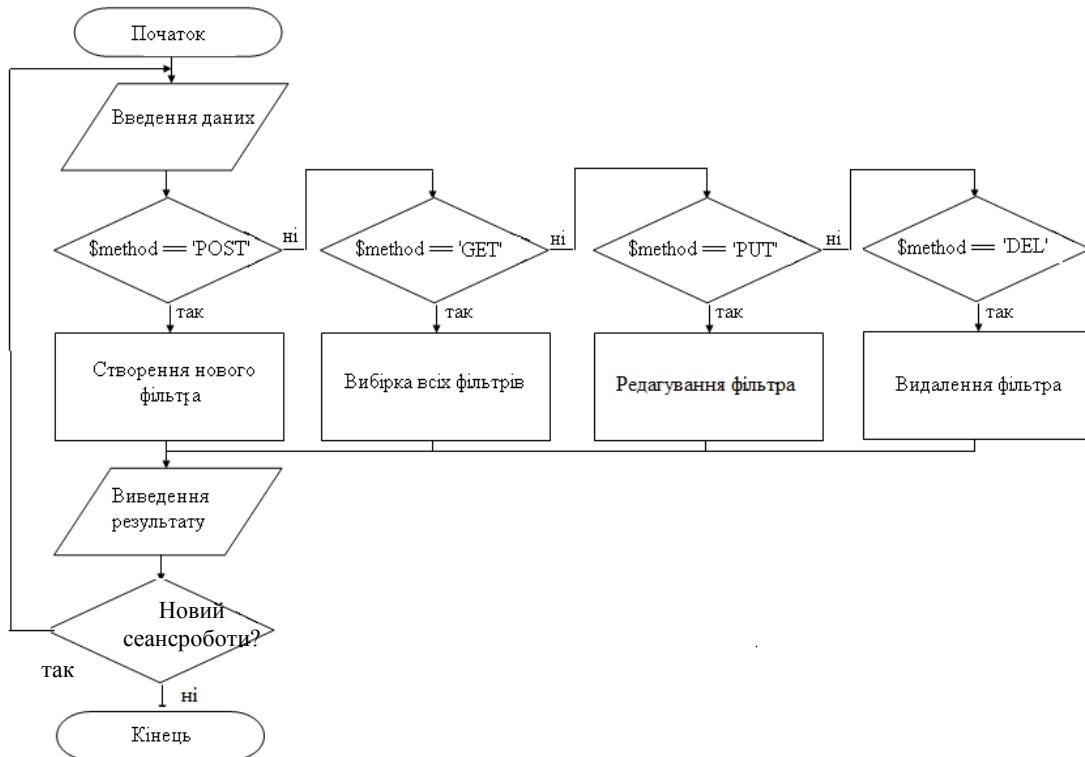


Рисунок 2 – Блок-схема алгоритму модуля обробки команд головного меню

Інформацію в базі даних можна редагувати, це потрібно, наприклад, у ситуації, якщо виявлено помилку під час занесення, або змінилися характеристики фільтра. Також існує можливість усунути фільтр з бази.

Вибір фільтрів - це основний режим роботи з програмним комплексом. У програмі передбачена можливість вибирання фільтрів за різноманітними характеристиками. Можна використовувати будь-яку комбінацію, наприклад частотні обмеження та робочу напругу.

На рисунку 3 наведено результат вибірки фільтрів.

Управління фільтрами									
Назва	Виробник	Тип	Струм	Струм спливу	Ціна	Вага	Update	Delete	AFC
SBSGC50001	Syfer	трьохфазний	5	4,7	27,99	6	<button>Update</button>	<button>Delete</button>	AFC
FN 343-6-05	schaffner	трьохфазний	6	5	25,30	7	<button>Update</button>	<button>Delete</button>	AFC
FN 343-10-05	schaffner	трьохфазний	10	4,3	24,59	4	<button>Update</button>	<button>Delete</button>	AFC

Add filter

Рисунок 3 – Результат вибірки фільтрів

Для вибору кращої альтернативи протизавадового фільтру необхідно вирішити багатокритеріальну задачу. Методом експертних оцінок обрано коефіцієнти: ціна – 0.1, маса – 0.05, сила струму спливу – 0.15, модуль похибки за мінімальною частотою зрізу – 0.2, модуль похибки за максимальною частотою зрізу – 0.2, модуль похибки за напругою – 0.3. На основі розв'язку багатокритеріальної задачі можна обрати фільтр за даним, які реалізує програмний комплекс.

### Висновки

Запропоновано програмний комплекс на основі баз даних вибору типу мережних ПЗФ, що під час проектування технічних засобів, зокрема, телекомуникаційних, дозволяє автоматизувати процес модульної побудови пристрій та систем. Особливості бази даних полягають в урахуванні шляхів поширення завад в електромережах, кількості фаз, сили струмів номінального та витоку, робочої напруги, та вношуваного загасання. Вибір габаритів та ціни здійснює експерт або відповідальна особа, що приймає рішення.

### Література

1. Електромагнітна сумісність радіоелектронних засобів. Курс лекцій (Видання друге, виправлене) / Автор і укладач В. В. Пілінський. - К.: Національний Технічний Університет України "КПІ", 2008. - 374 с.
2. Кирьянов П. Г. Особливості електромагнітної сумісності суднових радіоелектронних засобів та систем енергозабезпечення / П. Г. Кирьянов, В. В. Пілінський, Ш. Шаліпех. // Электроника и Связь. – 2009. - №4-5 – С.165-170.
3. Electromagnetic compatibility (EMC) Low-voltage Power Supplies, DC output. IEC 61204-3: 2000 — p. 75.
4. Volodymyr Pilinsky. Modern approach to selection of mains RFI filters/ Volodymyr Pilinsky, Volodymyr Shvaichenko, Dmytro Titkov, Maxim Panchoha //Proceedings International Conference "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science". — 2016. — С. 267-269.
5. ДСТУ CISPR 24: 2008 Електромагнітна сумісність. Обладнання інформаційних технологій. Характеристики до несприйнятливості до завод. Норми та методи вимірювання. К.: Держспоживстандарт України. 2008. – 35 с.
6. ДСТУ IEC 61000-6-4: Електромагнітна сумісність. Частина 6-4. Родові стандарти. Емісія завад у виробничих зонах. К.: Держспоживстандарт України. 2012. – 8 с.
7. <http://www.computerweekly.com/feature/Understanding-web-technology>.
8. <http://www.knowlescapacitors.com/syfer>.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., проф. Пілінський  
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ЗТРІ, Київ, Україна

УДК 621.396

## КОГНІТИВНІ РАДІОСИСТЕМИ, ЯК ЗАСІБ ЕФЕКТИВНОГО ВИКОРИСТАННЯ РАДІОЧАСТОТНОГО РЕСУРСУ

І.М. Панченко

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: inpan4enko@gmail.com

В наш час існує велика кількість систем безпроводового зв'язку, таких як системи стандартів GSM, IEEE802.11, IEEE 802.16, UWB, HSPA, LTE тощо, що функціонують в ліцензованих та неліцензованих діапазонах частот. Фіксовані діапазони частот використовуються для конкретної послуги. Але більша частина радіочастот використовується у випадкові проміжки часу, що призводить до неефективного використання частотного ресурсу. Політика розподілення спектру вже не є ефективною. У липні 2011 року Міжнародний інститут інженерів з електротехніки та електроніки оголосив про завершення робіт над стандартом бездротового зв'язку IEEE 802.22, відомим під ім'ям «white space». Цей підхід став можливий за рахунок винаходу «розумного» радіо - технології когнітивної радіопередачі.

Nowadays there are many wireless communication systems such as standard GSM, IEEE802.11, IEEE 802.16, UWB, HSPA, LTE, etc. that operate in licensed and unlicensed frequency bands. Fixed frequency bands used for specific services. But most of the radio frequencies used at random intervals, leading to inefficient use of frequency resources. Policy distribution range is not effective. In July 2011, the International Institute of Electrical and Electronics Engineers announced the completion of work on standard wireless IEEE 802.22, known under the name «white space». This approach was made possible by the invention of "smart" radio - cognitive radio technology.

**Ключові слова:** когнітивне радіо, спектр, зв'язок.

**Key words:** cognitive radio, spectrum, communication.

### Вступ

Із постійним зростанням кількості використовуваних безпроводових пристроїв та розвитку технологій безпроводового зв'язку ефективність існуючої політики ліцензування спектру стрімко зменшується і виникає необхідність виділення додаткових діапазонів частот. Для прикладу зазначимо, що середня зайнятість РЧР становить близько 5% і 9%, відповідно, для Сінгапура, Нью-Йорка та Чикаго. Тобто є тривимірні «білі плями» у координатах «місце-частота-час». Отримано парадоксальну ситуацію: з одного боку спостерігаємо потенціальний дефіцит ресурсу, з іншого – низький відсоток використання РЧР [1]. Цю проблему може бути розв'язано використанням нової технології доступу до ліцензованих смуг частот, в яких працюють первинні користувачі (ліцензовані користувачі). Цю технологію названо динамічним доступом до спектру. Саме динамічний доступ є основою систем когнітивного радіо і дозволяє неліцензованим користувачам отримати доступ до частотного ресурсу на рівні з ліцензованими користувачами шляхом використання нових методів [2].

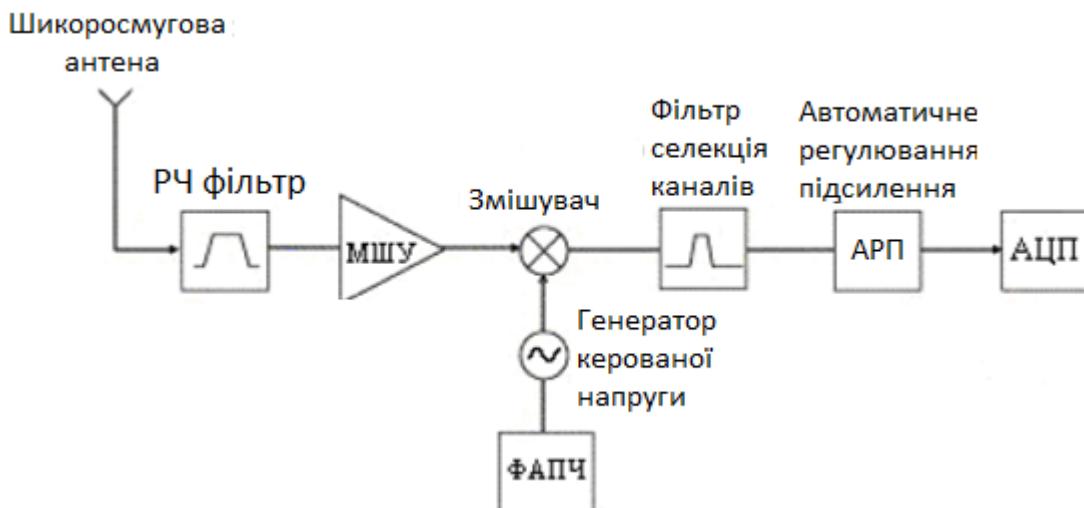
### Проблема раціонального розподілу радіочастотного ресурсу

Пропозиція використовувати «інтелектуальні функції» радіоелектронних засобів (РЕЗ) для оптимального вибору радіоінтерфейсу і додатків, запропоновано в 1998 році американським дослідником Джозефом Мітолою (Joseph Mitola), в даний час практично реалізовано в телевізійних смугах частот [2]. Пов'язано це, з одного боку, з особливостями частотного планування наземних мереж ТВ-мовлення, коли існує можливість між потужними ТВ-станціями додатково встановлювати малопотужні радіоелектронні засоби, а з іншого боку – з впровадженням цифрового мовлення, що має більш високу стійкість перед завадами і, відповідно, що забезпечує ефективніше застосування радіочастотний спектр (РПС).

### Когнітивні радіосистеми

Для опису таких інтелектуальних радіосистем вченим Дж. Мітолою запропоновано термін - когнітивне радіо (Cognitive Radio (CR) [3]. Відмінною особливістю таких систем є здатність отримувати і аналізувати інформацію з навколошнього середовища, передбачати зміни каналу зв'язку і оптимальним чином підлаштовувати свої внутрішні параметри стану, адаптуючись до змін цієї середи, або електромагнітної обстановки (ЕМО).

Принцип роботи системи радіозв'язку з програмованими параметрами схематично показано на рис. 1 і полягає в тому, що широкосмуговий приймач оброблює будь-які радіосигнали без розшифрування. Швидкісний аналого-цифровий перетворювач конвертує їх в потік бітів, а комп'ютер зі спеціальним програмним забезпеченням визначає, що ж саме було прийнято і перетворює ці біти, наприклад, в голос людини або видає іншу інформацію [4].



**Рис. 1. Фізична архітектура когнітивного широкосмугового радіочастотного аналогового зовнішнього інтерфейсу**

Перший прототип когнітивного радіо здатний працювати в діапазоні від 100 Мгц до 7.5 ГГц, включаючи частоти для телебачення, Wi-Fi і частоти для GSM. Пристрій здатний визначати незайняті частоти і здійснювати перемикання між ними за 50 мікросекунд, а в окремих випадках і за 1 мікросекунду.

РЕЗ КР для виконання цих функцій мають у своєму складі елемент, який забезпечує формування/оброблення радіосигналів (реформувальну радіоплатформу); елемент, який здійснює спостереження за радіочастотним спектром (моніторинг спектру); елемент, який здійснює аналіз результатів спостережень і навчання системи (когнітивний або інтелектуальний модуль); елемент, який забезпечує нормативну керованість системи і елемент, який накопичує знання та отримані відомості (база даних).

Цикл Бойда [4]. З метою структурно-логічного опису принципів функціонування системи КР використовують поняття циклів пізнання. Такий цикл може бути наведено як кібернетичну модель ООДА (Observe - спостереження, Orient - орієнтування, Decide - вирішення, Act - виконання) (рис. 2). Зазначена модель передбачає багаторазове виконання циклів дій, яке сформовано чотирма послідовними взаємодіючими процесами: спостереженням, орієнтацією, рішенням, виконанням.

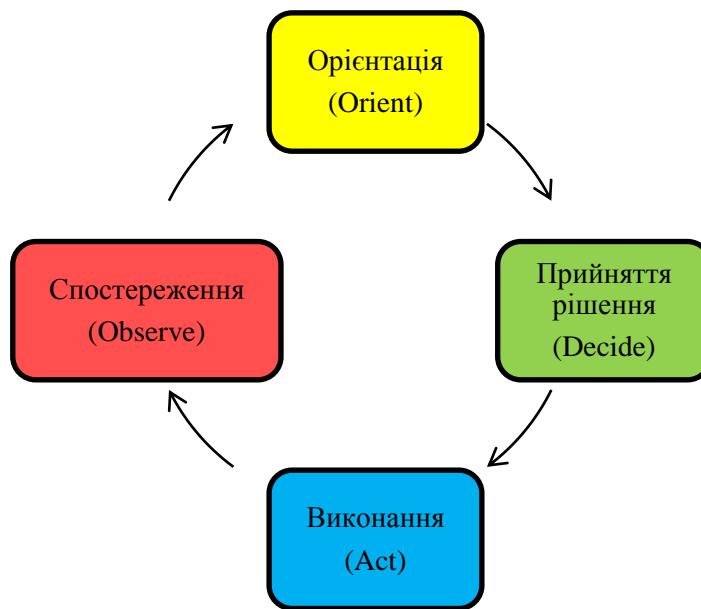


Рис. 2. Графічне зображення циклу Бойда

Варто підкреслити такі функції когнітивного радіо:

- здійснення моніторингу спектра (чутливий спектр) з метою виявлення спектральних дірок первинними користувачами;
- виконання аналізу параметрів радіоканалу, оцінка канальної інформації, передбачення стану радіоканалу; здійснення в режимі реального часу динамічного управління спектром, з корекцією значень своїх операційних параметрів носійної частоти, виду модуляції, випромінюваної потужності);
- надання вторинним користувачам (які не закріплені за частотним діапазоном) можливості використовувати діапазони первинних користувачів на час, протягом якого даний діапазон не використовується первинним користувачем.

На основі функцій когнітивного радіо було розроблену узагальнену схему класифікації когнітивних радіо систем (рис.3).



Рис. 3. Критерії класифікації когнітивних радіосистем

### Висновки

1. Когнітивні технології - це перспективний напрям галузі інформаційно-комунікаційних технологіях, яке буде бурхливо розвиватися вже в найближчі роки. «Білі плями» в ТВ-смугах частот - лише перший, пробний крок до впровадження когнітивних технологій як самостійних радіосистем, націлених на певні сегменти ринку.

2. Технологія когнітивного радіо ефективно використовує радіочастотний спектр завдяки обчислювальному пристрою, що накопичує відомості про довкілля, проводить інтелектуальний аналіз про її стан і при зміні радіосередовища адаптивно змінює параметри ТК обладнання для забезпечення ефективного функціонування системи зв'язку.

3. Когнітивне радіо можна визначити як технологію безпроводового зв'язку, яка здатна адаптуватися до умов середовища поширення сигналу. Епоха, коли все доводилося робити вручну, віходить у минуле, і настає епоха автоматичного.

### Література

1. Веретюк С.М. Аналіз тенденцій розвитку безпроводових технологій. Наукові записки українського науково-дослідного інституту зв'язку/ Веретюк С.М., Пілінський В.В., Кирий О.О. – Київ, 2014. 111-119с.
2. Мирошникова Н.Е. Обзор систем когнитивного радио. Технологии информационного общества, 2013. 108 – 111 с.
3. J. Mitola III and G. Q. Maguire, Jr., «Cognitive radio: making software radios more personal,» IEEE Personal Communications Magazine, vol. 6, , pp. 13–18, Aug. 1999.
4. Mitola, J. Cognitive radio: An integrated agent architecture for software defined radio. Ph.D. Dissertation, KTH, 2000.
5. I. F. Akyildiz, W.-Y. Lee, et al. NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey. – Computer Networks, Vol. 50, No. 13, pp. 2127-2159, 2006.

**Рекомендовано до публікації:** к.т.н., проф. Пілінський В.В.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ЗТРІ, Київ, Україна

УДК 681.3.01

## ОСОБЕННОСТИ АНАЛИЗА ЗАХВАТА ДВИЖЕНИЯ MOTION CAPTURE ПРИ ПОДГОТОВКЕ МУЛЬТИМЕДИЙНОГО КОНТЕНТА

Н.С. Золотарёва, К.А. Трапезон

НТУУ «КПІ», Факультет електроники, Київ, Україна, e-mail: [nataly.gold@ukr.net](mailto:nataly.gold@ukr.net); [trapezon@ukr.net](mailto:trapezon@ukr.net)

Маркерная технология захвата движения активно применяется в приложениях, связанных с 3D визуализацией, и её особенности позволяют при проектировании подобных систем исключить математические соотношения прогнозирования движения элементов. В данной статье рассмотрены методы движения и отслеживания объекта и предложен перспективный метод для преобразования движения актера в 3D – модель. Сформулированы условия эксперимента, по которым осуществлена интерпретация 3D модели человека для анимации. Показано, что наиболее простым способом алгоритмического описания 3D модели человека является использование при анализе программного обеспечения с открытым исходным кодом MakeHuman.

The marker of motion capture technology is actively used in applications related to 3D visualization, and its features allow the design of such systems exclude mathematical relationships forecasting elements of movement. This article describes methods of motion and object tracking and offered a promising method to convert the movement of the actor in 3D - model. Formulated the conditions of the experiment, which carried out the interpretation of the 3D model of human animation. It is shown that the simplest way to describe the algorithmic 3D human models is to use the analysis of open-source software MakeHuman.

**Ключевые слова:** захват движения, технология, трекинг, маркеры.

**Key words:** motion capture, technology, tracking, markers.

### Введение

Motioncapture (захват движения) – это процесс фиксирования движений реального объекта или человека и использования полученных данных для анимирования объекта или персонажа, созданного компьютером [1]. На суставы актеров помещаются специальные датчики положения, а затем специальное оборудование фиксирует положение и/или направление этих датчиков во времени, генерируя набор данных движения. Эта технология используется в военных, развлекательных, спортивных, медицинских разработках и робототехнике. В кино и игровой индустрии - это запись действий актеров и использование этой информации для анимации цифровых моделей персонажей в 2D или 3D компьютерной анимации. Во многих областях данная технология также называется «отслеживание движения», но в кино и играх, отслеживание движения, как правило, относится больше для точного соответствия перемещения [2].

Процесс обработки данных обобщенной системой захвата движения можно разделить на несколько этапов:

- начальная инициализация системы;
- трекинг, отслеживание ключевых областей;
- распознавание положения и формы;
- распознавание действия;
- ответ системы.

Этап инициализации в системах захвата и анализа движения должен проектироваться особенно тщательно, потому что на этом этапе происходит формирование данных, которыми в дальнейшем будут пользоваться все остальные подсистемы.

Для отслеживания ключевых областей существуют различные алгоритмы. Все они характеризуются способом реализации следующих действий: последовательное выделение областей, минимизация полученной информации и описание отслеживания изменений.

Распознавание формы и положения - наиболее сложный и наукоемкий этап. Распознавание формы и трансформации объекта уже никак не зависит от аппаратной реализации датчиков, потому что все данные получаются на этапе выделения и отслеживания ключевых областей. Если объект не имеет способности к свободной трансформации, то остается сопоставить положения ключевых областей модели объекта, и будут получены форма и положение, но существуют и объекты, которые могут изменять форму в своем локальном пространстве. Для таких объектов распознавание формы производится несколько сложнее.

Системы, которые распознают действия объекта по статическим данным, просто сравнивают вычисленную на предыдущем этапе позу объекта с хранящимися в системе шаблонами. Такие системы обычно распознают только очень простые действия. Системы динамического распознавания действия работают уже с некоторой последовательностью данных распознавателя формы, и поэтому могут узнавать сложные действия. В данной работе рассмотрена бюджетная реализация захвата движения с последующим построением «скелета» модели.

### **Особенности проведения эксперимента**

Для создания бюджетной домашней студии по захвату движения использована программа от REALVIZ, она создана именно для MotionCapture, и называется Movimento. Программа с довольно обширными возможностями, может работать с большим количеством камер, при загрузке материала не нуждается в настройке пользователем синхронизации, а также установления параметра Non-rigidObject (motioncapture). Все эти параметры активны изначально, а благодаря калибровке камер, последующий трекинг маркеров происходит без затруднений [3].

В данной статье предложен метод импортирования отслеживаемых точек, полученных с помощью программы Movimento, в среду 3D Max для дальнейшей работы с полученными данными.

Для корректного захвата на модели были закреплены 18 светоотражающих датчиков, т.к.

реализация проекта бюджетная, то в качестве датчиков использовались теннисные шарики. Датчики нужно установить на основные элементы скелета человека: туловище, голова, руки и ноги (на конечностях установлены датчики на сгибах).

После чего устанавливаем две камеры слева и справа от актера и записываем его движения, а видео переносим в компьютер. В программе AdobeAfterEffects синхронизируем два видеоряда, для лучшего результата делаем из цветной картинки чёрно-белую, затем считаем в последовательность кадров. Полученный материал импортируем в Movimento. В итоге должно получиться как показано на рисунке 1.

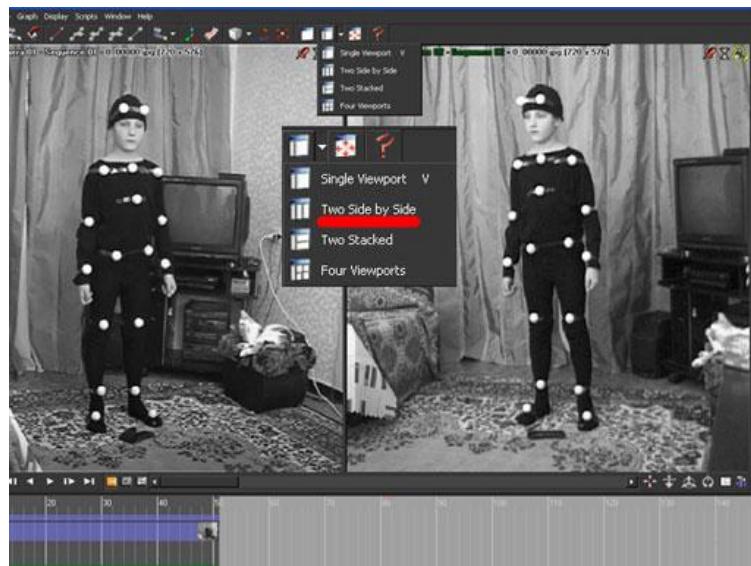


Рис.1. Скриншот программы Movimento

После калибровки всех трекеров можно экспорттировать полученные данные. Даём имя файлу и сохраняем. Теперь можно экспорттировать данные MotionCapture в 3D пакет. В качестве такого 3Dпакета будем использовать 3D Max. На рисунке 2 можно увидеть массив точек в программе 3D Max, которые были захвачены ранее. В данной программе мы можем обработать массив точек для получения готового скелета создав систему Bones и получить результат как показано на рисунке 3.

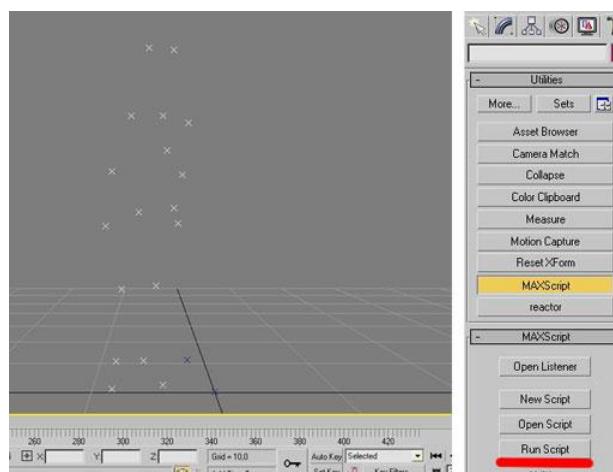


Рис.2. Расположение захваченных точек модели в программе 3D Max

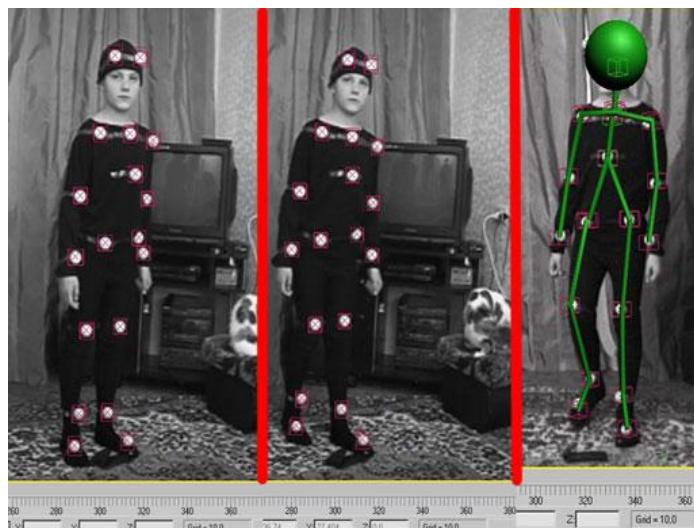


Рис.3. Готовий «скелет» моделі в програмі 3D Max

### Выводы

В статье были рассмотрены бюджетные методы отслеживания движения скелета, которые позволяют без серьезных затрат выполнить как сам захват движения, так и последующую обработку полученных данных до момента получения модели готового скелета. С учетом проведенных исследований можно утверждать, что технологии захвата движения давно ушли из высокотехнологичной области с огромными бюджетами в потребительский сектор, где даже любители могут делать вполне качественные 3D-модели, которые после несложной обработки можно использовать как в игровой индустрии, так и в киноиндустрии. Это открывает большие перспективы дальнейшего развития технологии motion capture.

### Литература

1. Захват движения – Википедия.[Электронный ресурс] – Режим доступа:  
[https://ru.wikipedia.org/wiki/Захват\\_движения](https://ru.wikipedia.org/wiki/Захват_движения)
2. Ashish Shingade, Archana Ghotkar. Animation of 3D Human Model Using Markerless Motion Capture Applied To Sports //International Journal of Computer Graphics & Animation (IJCGA) Vol.4, No.1, January 2014
3. Мой дом - моя студия... для Motion – Capture. [Электронный ресурс] – Режим доступа:  
[http://render.ru/books/show\\_book.php?book\\_id=638](http://render.ru/books/show_book.php?book_id=638)

**Рекомендовано к публикации:** проф. Савченко Ю.Г.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ЗТРИ, Киев, Украина