

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Радіотехнічний факультет

РТПСАС

2021

RTPSAS

X Міжнародна науково-технічна конференція
РАДІОТЕХНІЧНІ ПРОБЛЕМИ, СИГНАЛИ, АПАРАТИ ТА СИСТЕМИ

Матеріали конференції
09 – 11 листопада 2021
Київ, Україна

International
Scientific and Technical Conference
RADIOENGINEERING PROBLEMS, SIGNALS, DEVICES AND SYSTEMS

Conference Proceeding
November 09– 11, 2021
Kyiv, Ukraine

Київ — 2021

УДК 621

ISSN 2311-4169

X Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні проблеми, сигнали, апарати та системи». Київ, 09 – 11 листопада 2021 р.: матеріали конференції — Київ, 2021. — 146 с.

До збірника матеріалів конференції включено тези представлених доповідей, в яких наведені результати досліджень в радіотехнічній та суміжних галузях, за тематикою напрямків роботи секцій: Радіотехнічні системи та мікрохвильова техніка; Інформаційні технології та телекомунікаційні системи; Електроніка, нанотехнології, біомедичні системи, радіовимірювання.

Збірник призначений для науковців та спеціалістів, працюючих в галузі теоретичних досліджень та практичного використання методів і засобів радіотехніки. Збірник буде корисним викладачам, аспірантам та студентам радіотехнічних, телекомунікаційних, радіоелектронних, радіофізичних факультетів вищих навчальних закладів.

Програмний комітет конференції

Антипенко Р. В., к.т.н., доц., КПІ ім. Ігоря Сікорського, Україна — голова програмного комітету;

Захарченко О. С. — відповідальний секретар конференції

Члени програмного комітету

<i>Бондаренко Ю</i>	PhD, Сіетл, США
<i>Бойко Р.</i>	інж., Ханчжоу Huawei Telecommunications Communications Co. Ltd., Китай
<i>Кураєв О. О.</i>	д.ф.-м.н., проф., Білоруський держ. ун-т інформатики і рад.-ел., Білорусь
<i>Достал Томаш</i>	проф., Прага, Чеська республіка
<i>Дубровка Ф. Ф.</i>	д.т.н., проф., КПІ ім. Ігоря Сікорського, Україна
<i>Дубровка Р. Ф.</i>	PhD, Лондонський ун-т королеви Мері, Великобританія
<i>Жук С. Я.</i>	д.т.н., проф., КПІ ім. Ігоря Сікорського, Україна
<i>Іхсан Джіджек</i>	Asst. Prof. Dept. of Electrical-Electronics Engineering Istinye University, Стамбул, Туреччина
<i>Зінковський Ю. Ф.</i>	д.т.н., проф., КПІ ім. Ігоря Сікорського, Україна
<i>Калюжний О. Я</i>	д.ф.-м.н., проф., КПІ ім. Ігоря Сікорського, Україна
<i>Карташов В. М.</i>	д.т.н., проф., Харківський нац. ун-т., Україна
<i>Кичак В. М.</i>	д.т.н., проф., Вінницький нац. техн. ун-т, Україна
<i>Мартинюк В. В.</i>	д.т.н., проф., Хмельницький нац. ун-т, Україна
<i>Манойлов В. П.</i>	д.т.н., проф. Житомирський нац. техн.ун-т, Україна
<i>Могильний С. Б.</i>	к.т.н., доц., КПІ ім. Ігоря Сікорського, Україна
<i>Найденко В. І.</i>	д.ф.-м.н., проф., КПІ ім. Ігоря Сікорського, Україна
<i>Нелін Є. А.</i>	д.т.н., проф., КПІ ім. Ігоря Сікорського, Україна
<i>Прокопенко І. Г.</i>	д.т.н., проф., Нац. авіаційний ун-т, Україна
<i>Прудіус І. Н.</i>	д.т.н., проф., Нац. ун-т України «Львівська політехніка», Україна
<i>Райда Збінек</i>	проф., Брно, Чеська республіка
<i>Солошенко Н. В.</i>	інж. з польових застосувань, Würth Elektronik GmbH & Co. KG, Німеччина
<i>Цвєлих І. С.</i>	к.т.н., інженер Huawei Technologies Infineon Technologies AG, Мюнхен, Німеччина
<i>Чміль В. М.</i>	к.т.н., гол. правл., ПАТ "Науково-виробниче підприємство "Сатурн", Україна
<i>Шайко-Шайковський О. Г.</i>	проф., ЧНУ ім. Юрія Федьковича, Україна
<i>Яненко О. П.</i>	д.т.н., проф., КПІ ім. Ігоря Сікорського, Україна

Організаційний комітет конференції

Мартинюк С. Є. — к.т.н., доц., голова організаційного комітету;

Члени організаційного комітету:

Лащевська Н. О., Сушко І. О., Головня В. М.

Розроблення та супроводження сайту конференції: Захарченко О. С.

Адреса оргкомітету: Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», 2100, радіотехнічний факультет, корп. 17, кім. 300, пр-т Перемоги, 37, м. Київ, 03056, Україна. **Тел.** (+38044) 362-98-51. **e-mail:** rtpsas@kpi.ua **Сайт:** <http://rtpsas.rtf.kpi.ua>

Рекомендовано до друку рішенням програмного комітету конференції та вченої ради радіотехнічного факультету КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 10/2021 від 01.11.2021 р.)

UDK 621
ISSN 2311-4169

X-th International scientific and technical conference «Radioengineering Problems, Signals, Devices and Systems». Kyiv, March, 09 – 11, 2021: conference proceedings — Kyiv: 2021. — 146 p.

Collection of the conference materials include theses of reports in which the results of research in: Radio Engineering Systems and Microwave Technique; IT and Telecommunication Systems; Electronics, Nanotechnologies, Biomedical Electronic Systems, Radio Measurements..

Collection of is designed for a wide range of scientists and specialists, working in the field of theoretical research and practical application of methods and means of radioengineering. The collection will be useful to teachers, graduate students and students of radioengineering, telecommunication, electronic, radio-physical faculties of higher educational institutions.

Conference Program Committee:

Antypenko R. V., Cand. Of Sci (Techn.), prof., Igor Sikorsky KPI, Ukraine — Chairman of Program Committee

Program Committee Members:

Bondarenko Y. PhD, Seattle, USA
Boyko R. Engineer B, Huawei Technologies / Hangzhou Huawei Telecommunications Communications Co. Ltd., Hangzhou, China
Dubrovka F. F. Doc. Of Sci (Techn.), prof., Igor Sikorsky KPI, Ukraine
Dubrovka R. F. PhD, Queen Mary University of London, London, Great Britain
Zbynek Raida Professor, Brno, Czech Republic
Zinkovsky Y. F. Doc. Of Sci (Techn.), prof., Igor Sikorsky KPI, Ukraine
Zhuk S. Y. Doc. Of Sci (Techn.), prof., Igor Sikorsky KPI, Ukraine
Ihsan Cicek PhD, Asst. Prof. Dept. of Electrical-Electronics Engineering Istinye University, Istanbul Turkey
Kalyuzhnyi O. Ya. Doc. Of Sci (Physics-Math.), prof., Igor Sikorsky KPI, Ukraine
Kartashov V. M. Doc. Of Sci (Techn.), prof., Kharkiv National Univ. of Radio Electronics, Ukraine
Kryzhanivsky V. G. Doc. Of Sci (Techn.), prof., Donetsk National University, Ukraine
Kychak V. M. Doc. Of Sci (Techn.), prof., Vinnytsia National Techn. Univ., Ukraine
Kuraev O. O. Doc. Of Sci (Physics-Math.), prof., Minsk, Belarus
Manoylov V. P. Doc. Of Sci (Techn.), prof., Zhytomyr National Univ. of Technology, Ukraine
Martyniuk V. V. Doc. Of Sci (Techn.), prof., Khmelnytskyi National Univ., Ukraine
Mogylnyi S. B. Cand. Of Sci (Techn.), Assoc. Prof., Igor Sikorsky KPI, Ukraine
Naidenko V. I. Doc. Of Sci (Physics-Math.), prof., Igor Sikorsky KPI, Ukraine
Nelin Ye. A. Doc. Of Sci (Techn.), prof., Igor Sikorsky KPI, Ukraine
Pravda V. I. Cand. Of Sci (Techn.), prof., Igor Sikorsky KPI, Ukraine
Prokopenko I. H. Doc. Of Sci (Techn.), prof., Nat. aviation Univ., Ukraine
Prudius I. N. Doc. Of Sci (Techn.), prof., Nat. Univ. of Ukraine «Lviv Polytechnic», Ukraine
Chmil V. M. Cand. Of Sci (Techn.), NVP «Saturn», Ukraine
Soloshenko N. V. Field Applications Engineer, Würth Elektronik GmbH & Co. KG, Germany
Shaiko-Shaikovskyi O. H. prof., Yurii Fedkovych Cher. Nat. Univ., Ukraine
Tomash Dostal Professor, Prague, Czech Republic
Tsvelyh I. S. PhD, Infineon Technologies AG, Munich, Germany
Yanenko O. P. Doc. Of Sci (Techn.), prof., Igor Sikorsky KPI, Ukraine

Organize Committee conference:

Martyniuk S. — Chairman of the Organizing Committee;

Organize Committee Members:

Lashchevska N., Zakharchenko O., Sushko I., Holovnia V.

Produce and technical support of the conference site: O. Zakharchenko

Organize Committee address: 2100, radioengineering department. National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Peremogy Str., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

Tel. (+38044)454-94-23. **E-mail:** rtpsas@kpi.ua **Site:** <http://rtpsas.rtf.kpi.ua>

It is recommended to seal by the decision of the programme committee and Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute Radioengineering Department Scientific Council (Record № 10/2021 of 01.11.2021).

ЗМІСТ

Секція 1. Радіотехнічні системи та мікрохвильова техніка.	7
Використання методів обчислення оптичного потоку для вирішення задач детекції та супроводження малогабаритних цілей. Соколов К. А.	8
Оптимізація 90° коаксіально-мікросмужкового переходу на основі коаксіального роз'єму типу SMP. Роман Л. О., Василенко Д. О., Мартинюк С. Є.	11
Моделювання ширококутових смужкових антен ku-діапазону для супутникового зв'язку. Гергіль Є. Є., Сушко О. Ю.	14
Проблемні питання проведення налагодження та випробувань складних антенних систем. Волошин О. П., Ліпатов В. П., Марков В. І., Остапенко Д. А.	17
Врахування електромагнітного зв'язку в еквівалентній схемі мікросмужко-щілинного переходу. Ткаченко К. О., Дубровка Ф. Ф.	20
Вплив хвильових опорів чвертьхвильових шлейфів на характеристики мікросмужко-щілинного переходу. Ткаченко К. О., Дубровка Ф. Ф.	23
Система портативних бездротових світлофорів для контролю трафіку на дорогах з ускладненням руху. Красницький М. О., Мирончук О. Ю.	26
Програмне забезпечення для моделювання антен. Касапов Е. В., Марков В. І., Остапенко Д. А.	29
Дослідження і проектування апаратних операцій порівняння двійкових чисел. Грига В. М., Мельничук С. І., Мануляк І. З.	32
Adjustable guide filtering device for ku-band range for radioelectronic systems. Dmytrenko V. Y., Demchenko I. V., Kornieva O. A., Yelahina N. S., Piltyay S. I., Bulashenko A. V.	35
Iris waveguide phase shifter. Shtyk T. V., Savenchuk T. V., Kornieva O. A., Piltyay S. I., Bulashenko A. V.	38
Polarization converter based on a rectangular waveguide with a stepped longitudinal conducting plate. S. I. Piltyay, V. V. Shuliak, A. V. Bulashenko, O. V. Vykovskyi, O. A. Kornieva, A. P. Saranchuk.	41
Компактний ультраширококутовий опромінювач дзеркальної антени l-діапазону на основі решітки з модифікованих <i>bow-tie</i> елементів. Саратов Є. М., Дубровка Ф. Ф.	44

Секція 2. Інформаційні технології та телекомунікаційні системи.....	47
Огляд методів виявлення і локалізації. Сокольський С. О., Мовчанюк А. В.	48
Особливості поєднання raid-масивів з файловою системою WAFL. Логвиненко Б. Д., Войцех С. І.....	51
Швидке і ефективно поліпшення якості зображення за допомогою згорткової нейронної мережі. Лащевська Н. О., Недзельський О. Ю.	54
Порівняльна характеристика аналогової та цифрової телефонії. Павленко Є. В.	57
Контролер мікроклімату для тераріумів. Бруско А. В., Мирончук О. Ю.	60
Модифікований алгоритм цифрової обробки сигналів в радіолокаційній систем виявлення малорозмірних цілей. Чернишов Д. Є. Чмельов В. О....	63
Метод детектування DVB-S2/S2X сигналів. Круглик О. С., Семенов В. Ю.	66
Алгоритм супроводження точкової цілі з використанням моделі виявлення на основі патч-зображення. Маленчик Т. В., Неуймін О. С., Жук С. Я.	69
Розрахунок дальності виявлення БПЛА FMCW радіолокатором на базі програмно визначеного радіо BLADERF 2.0. Неуймін О.С. Маленчик Т.В.	72
Electronic simulator of signals derived from scintillation detectors in spectrometric identification of high-energy charged particles. Yezerskyi N. V., Movchaniuk A. V., Dudnik O. V.....	75
An overview of necessary technologies for energy efficient and environmental multimedia 5G networks. Lavrinenko Vladyslav	78
Аналіз алгоритму позиціонування об'єкта на основі технології BLUETOOTH BEACON. Косоvecь І. А., Товкач І. О.....	81
Розумний пристрій виявлення диму. Кот М. Г., Мирончук О. Ю.	84
Алгоритми цифрової обробки радіолокаційних сигналів на основі ортогональних поліномів. Гуліч Є. Д., Чмельов В. О.	87
Detection of moving objects in video sequences. Omelianenko B. A., Vyshnevyyi S. V.	90
Синтез пристроїв управління лінійними процесами в каналах радіозв'язку. Міщенко В. О., Степанов М. М.	93

Секція 3. Електроніка, нанотехнології, біомедичні системи, радіовимірювання.	98
Датчик протікання води. Тарасюк А. О., Зінгер Я. Л.	99
Детектор прямої послідовності синусоїдних напруг в системі координат методу двох ватметрів. Артеменко М. Ю., Батрак Л. М., Кутафін Ю. В. .	102
Специфіка моделювання тензорезистивного сенсор в програмному середовищі COMSOL MULTIPHYSICS. Гончарук А. В., Савченко І. О., Адаменко Ю. Ф.	105
Аналіз методик розрахунку індуктивності одиночного прямого провідника та кругового витка зі струмом. Середін А. П., Мовчанюк А. В., Каращук Я. Ф.	108
Зворотноходовий перетворювач PFC з GaN-транзистором та цифровим керуванням. Арсенюк Д. О., Зіньковський Ю.Ф.	111
Особливості проектування генераторів ударного збудження для п'єзоперетворювачів. Мовчанюк. А. В., Гришко І. А., Шульга А. В., Фесич В. П.	114
Електромеханічна зимова вудка. Попсуй В. І.	117
Мостова схема формування сигналу зворотного зв'язку ультразвукового генератора для живлення п'єзоперетворювача. Малюкін О. В., Попсуй В. І.	120
Персональний двоканальний пристрій для реєстрації оксипульсових сигналів. Зіменко Д. О., Матрофайло Н. І., Гусєва О. В.	123
Методика розрахунку траєкторії руху і характеристик зображення малорозмірного бпла в фокальній площині відеокамери. Герасименко А. О., Крот Ю. Ю., Жук С. Я.	126
Портативна метеостанція. Вергелес Т. А., Мирончук О. Ю.	129
Digital programmable instrumentation amplifier. Y. Burkovskiy, U. Zinkovskiy	132
Методика статистичної обробки даних при лазерному скануванні крові. Головня В. М., Зіньковський Ю. Ф.	135
Отпoeлектронні прилади для статичного та динамічного спекл-зображення клітин крові. Стативка І. Д., Богомолів М. Ф.	138
Застосування особливості хиральності глюкози при неінвазивних оптичних вимірюваннях. Дідковський Т. М., Богомолів М. Ф.	141
АЛФАВІТНИЙ ПОКАЖЧИК АВТОРІВ	144

Секція 1. Радіотехнічні системи та мікрохвильова техніка.

Мікрохвильова технологія, НВЧ та ТГц електроніка, антени, системи радіорозвідки, системи радіоелектронної боротьби, космічні радіосистеми.

Керівник секції: к.т.н., доц. Мартинюк С. Є.

Секретар секції: Захарченко О. С.

ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДІВ ОБЧИСЛЕННЯ ОПТИЧНОГО ПОТОКУ ДЛЯ ВИРІШЕННЯ ЗАДАЧ ДЕТЕКЦІЇ ТА СУПРОВОДЖЕННЯ МАЛОГАБАРИТНИХ ЦІЛЕЙ

Соколов К. А., аспірант

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

Повітряний простір все більше і більше наповнюється безпілотними літальними апаратами (БПЛА). За рахунок мультифункціональності, зручності та мобільності БПЛА широко запроваджуються у різні галузеві сфери. БПЛА здатні виконувати як і бойові завдання у військовій сфері так і бути корисними цивільним службам, таким як служби доставки, логістичні служби, служби порятунку та охорони громадського правопорядку. Також можливе використання БПЛА у художній сфері (оператори, фотографи), засобах масової інформації (живі трансляції з місця подій, репортажі). Швидко зростає попит на дані пристрої загалом у світі. Ринок БПЛА постійно розширюється та стрімко вдосконалюється.

Гостро постає задача безпечності використання БПЛА, задача охорони об'єктів різного значення від несанкціонованих дій, контролю повітряного простору. Технічне формулювання даного завдання зводиться до розробки певних алгоритмів та методів детекції, супроводження, класифікації та розпізнавання малогабаритних рухомих цілей, якими є БПЛА в контексті даної технічної задачі. Однак реальні вимоги до реалізації даного завдання передбачають дешевизну системи, можливість гнучкої інтеграції у вже існуючі системи, швидкодію та простоту реалізації. Задовольнить даним вимогам може система приймання та обробки відеозображень. В простому випадку мова йде про відеокамеру(и) та пристрій обробки інформації, наприклад, персональний комп'ютер. Така система гарантує гнучкість використання, простоту реалізації та можливість масштабування і адаптації системи під різні умови.

Одним із варіантів рішення задач визначення (детекції) та супроводження є використання алгоритмів оцінювання оптичного потоку. Оптичний потік - це поле двовимірних векторів, що відповідає зміщенню пікселів зображень об'єктів при переході до наступного кадру [1].

Умова збереження точкою інтенсивності за короткий проміжок часу (1)

$$I(x, y, t) = I(x + \delta x, y + \delta y, t + \delta t) \quad (1)$$

де: $I(x, y, t)$ — інтенсивність як функція координати пікселя на зображенні

Розкладемо дану функцію у ряд Тейлора (2)

$$I(x + \delta x, y + \delta y, t + \delta t) = I(x, y, t) + \frac{\partial I}{\partial x} \delta x + \frac{\partial I}{\partial y} \delta y + \frac{\partial I}{\partial t} \delta t + \dots \quad (2)$$

Перепишемо у іншому вигляді рівняння (2) та покладемо наступні члени ряду Тейлора рівними нулю.

$$I_x v_x + I_y v_y + I_t = 0 \quad (3)$$

де: $\vec{v}(v_x, v_y)$ — деякі малі зміщення

Позначимо похідні наступним чином (4)

$$I_x = \frac{\partial I}{\partial x}, I_y = \frac{\partial I}{\partial y}, I_t = \frac{\partial I}{\partial t} \quad (4)$$

Тоді рівняння (3) набуває вигляду

$$\nabla I_t \cdot \vec{v} + I_t = 0 \quad (5)$$

Рівняння (5) — основне рівняння диференціальних методів обчислення оптичного потоку [3].

Відповідно це рівняння містить 2 змінних і не може бути вирішено однозначно. Вводяться додаткові припущення, які дають можливість вирішити це рівняння. В залежності від способу рішення та припущень існують різні методи оцінювання оптичного потоку. Найвідоміші з них методи Лукаса-Канаде, Хорна-Шанка та блокового порівняння.

Кожен метод має низку власних можливостей та обмежень. Більш детально основні переваги та недоліки основних методів обчислення оптичного потоку для задач відслідковування наведено в табл. 1 [2].

Таблиця 1

Основні властивості	Метод Лукаса-Канаде	Метод Хорна-Шанка	Блокове порівняння
Чутливість до шуму на кадрах	Помірна	Помірна	Мала
Чутливість до змін яскравості	Значна	Значна	Мала
Чутливість до афінних перетворень об'єкта	Помірна	Помірна	Помірна
Чутливість до часткового перекриття об'єкта	Мала	Мала	Мала
Чутливість до обертання об'єкта в об'ємі кадру	Помірна	Помірна	Помірна
Ефективність при роботі з малими об'єктами	Висока	Висока	Помірна
Ефективність при швидкому русі об'єкта	Помірна	Мала	Помірна
Здатність визначати розмір/масштаб об'єкта	Додатково*	Додатково*	Додатково*
Здатність працювати при русі камери	Наявна	Наявна	Наявна
Обчислювальна складність	Мала	Помірна	Значна

* — необхідне залучення інших методів

Демонстрацію роботи метода Лукаса-Канаде на практичному матеріалі наведено на рисунку 1.



Рисунок 1. Візуалізація роботи обчислення оптичного потоку методом Лукаса-Канаде

дною позицію цілі, що у свою чергу підвищить швидкодію алгоритму в цілому та значно знизить рівень використання обчислювальних ресурсів. Для подолання недоліків методу обчислення оптичного потоку варто додати інші методи, які їх знівелюють. Задля підвищення ефективності системи необхідно використовувати методи оцінювання оптичного потоку з іншими групами методів (моделювання фону, пошуку зображення за еталоном (шаблоном))

Подальшим кроком алгоритму буде задання певних правил для визначення потрібного об'єкта та подальшого його супроводження. Для цього можна використати фільтрацію за пороговим значенням векторів швидкості задля локалізації зони пошуку. Це дасть змогу запам'ятовувати попере-

Перелік посилань

1. Lucas B. An Iterative Image Registration Technique with an Application to Stereo Vision (IJCAI) / B. Lucas, T. Kanade. // Proceedings of Imaging Understanding Workshop. – 1981. – С. 121–130.
2. Варфоломеев А.Ю. Методи та алгоритми автоматичного відслідковування об'єктів на відеопослідовностях: монографія / А.Ю.Варфоломеев. — К.: КІМ, 2013. — 112 с.: іл.
3. Сакович И. О. Применение метода Лукаса-Канаде для вычисления оптического потока / И. О. Сакович, Ю. С. Белов. // Инженерный журнал: наука и инновации.. – 2014. – С. 1–7.

Анотація

У роботі описані основні принципи реалізації методів детекції, супроводження цілей з використанням методу оцінки оптичного потоку. Розглянуто основне рівняння диференціальних методів обчислення оптичного потоку та базові припущення для його рішення.

Ключові слова: оптичний потік, БПЛА, детекція, супроводження.

Abstract

The paper describes the basic principles of the implementation the detection methods, target tracking using the method of optical flux estimation. The basic optical flux equation of calculation differential methods and basic assumptions for its solution are considered.

Keywords: optical stream, UAV, detection, tracking.

ОПТИМІЗАЦІЯ 90° КОАКСІАЛЬНО-МІКРОСМУЖКОВОГО ПЕРЕХОДУ НА ОСНОВІ КОАКСІАЛЬНОГО РОЗ'ЄМУ ТИПУ SMP

Роман Л. О., Василенко Д. О., Мартинюк С. Є.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

В радіотехнічних системах з'єднання друкованих плат НВЧ для частот до 40 ГГц найчастіше виконують за допомогою коаксіальних ліній передачі. Існують різноманітні варіанти та типорозміри НВЧ кабелів різного ступеню гнучкості, що здатні працювати в широкому діапазоні температур, в складних кліматичних умовах, під дією механічних впливів (вібрації та перевантажень) [1].

З'єднувальні коаксіальні роз'єми мікрохвильового діапазону бувають різних типів, кожен з яких має свою гранично максимальну частоту використання [2], [3]. Наприклад, компактний роз'єм типу SMA (*SubMiniature version A*) здатний теоретично працювати до 26.5 ГГц, але на практиці в специфікаціях розробники вказують максимальний КСХН до 18 ГГц [4]. Вимоги до зменшення габаритів сучасної апаратури, а також до спрощення процесів складання та тестування пристроїв посилили увагу розробників до роз'єму типу SMP (*SubMiniature push-on*). Геометричні розміри роз'ємів чітко регламентуються стандартом MIL-STD-348 Rev.B [5]. SMP роз'єми можуть мати 3 різні конструкції [6], які не впливають на електродинамічні характеристики коаксіально-мікросмужкових переходів, але задовольняють всім вимогам сучасних стандартів з точки зору механічної міцності.

З точки зору електродинаміки найкраще узгодження в широкій смузі частот мають співвісні коаксіально-мікросмужкові переходи, коли структури поля і хвильові опори обох типів ліній близькі. Більш проблемними є 90° переходи з коаксіальної лінії на мікросмужкову, коли застосовуються кутові коаксіальні роз'єми, які монтуються на плату в єдиному технологічному циклі разом із іншими компонентами поверхневого монтажу. В цьому випадку електромагнітна хвиля робить різкий поворот на 90°, змінюючи структуру поля з Т на квазі-Т. Процес узгодження для мінімізації втрат на відбиття і усунення ефектів багатократного перевідбиття хвилі в НВЧ трактах є важливим етапом розробки та оптимізації НВЧ плат на частотах вище 5 ГГц.

Відсутність детальних креслень, необхідних для побудови точних електродинамічних моделей, широкий вибір НВЧ матеріалів для друкованих плат різних товщин, посилюють роль моделювання роз'ємів та відповідних посадкових місць. На частотах вище 5 ГГц необхідність моделювання посадкового місця посилюється через збільшення впливу паразитних реактивностей в місці різкого повороту ліній.

Для отримання працездатних електродинамічних моделей переходів, пропонується наступний алгоритм:

- 1) створення тривимірної електродинамічної моделі роз'єму;
- 2) оптимізація конфігурації посадкового місця на друкованій платі, створення електродинамічної моделі тестової друкованої плати разом із лінією;
- 3) виготовлення тестової плати, верифікація моделі.

В роботі розглянуто оптимізація конфігурації посадкового місця для роз'єму фірми Radiall — R222428000 (50 Ом) для частоти — 9,5 ГГц із шириною робочої смуги частот 600МГц.

Першим етапом в пакеті тривимірного електродинамічного моделювання створено точну габаритну модель роз'єму. Для збудження роз'єму окремо було додано відповідну частину (female) у вигляді коаксіальної лінії із імпедансом 50 Ом (Рис. 1).

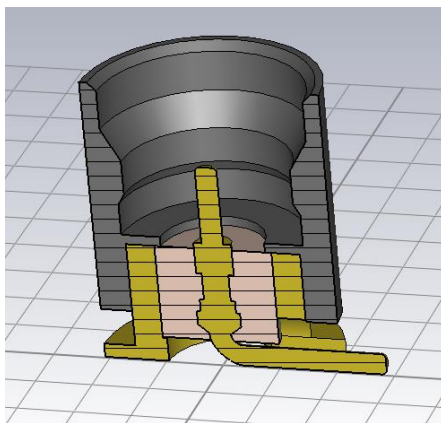


Рисунок 1. Тривимірна електродинамічна модель роз'єму R222428000.

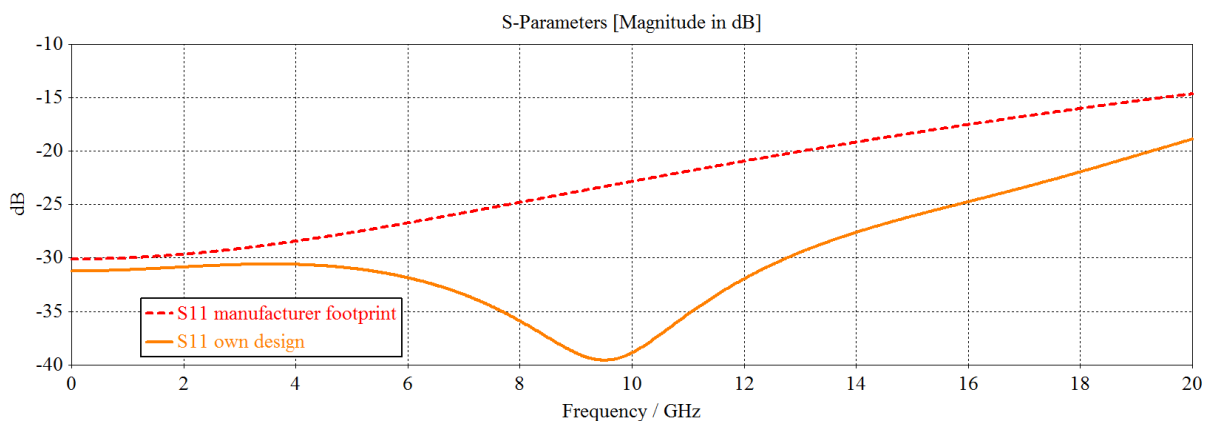


Рисунок 2. Вхідний коефіцієнт відбиття моделі роз'єму SMP із різними посадковими місцями

На рис. 5 представлені габаритні розміри оптимізованого в даній роботі посадкового місця 90° SMP роз'єму.

Результати моделювання такого кутового SMP роз'єму для посадкового місця, виконаного на діелектричній підкладці RO4350B із товщиною

0,254mm в порівняння із моделлю варіант, що надав розробник в специфікації наведено на Рис. 2.

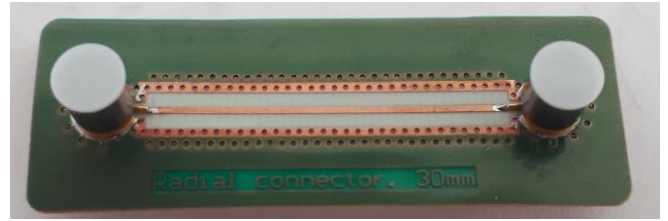
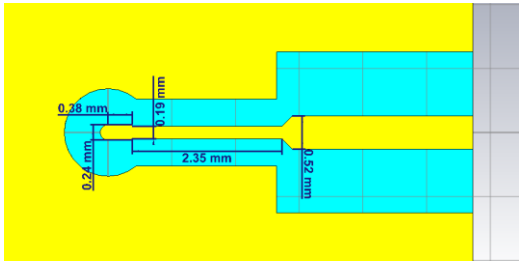


Рисунок 3. Габаритні розміри оптимізованого посадкового місця

Рисунок 4. Фото виготовленої тестової плати

Для перевірки моделювання було розроблено тестовий зразок, рис. 3.

Виготовлено 2 варіанти тестової плати на фольгованому діелектричному матеріалі RO4350В 0,254mm та 0,508mm. Між двома роз'ємами мікросмужкова лінія довжиною 30mm. Ширина мікросмужки — 0,52mm та 1,1mm для плати 0,254 mm та 0,508 mm відповідно.

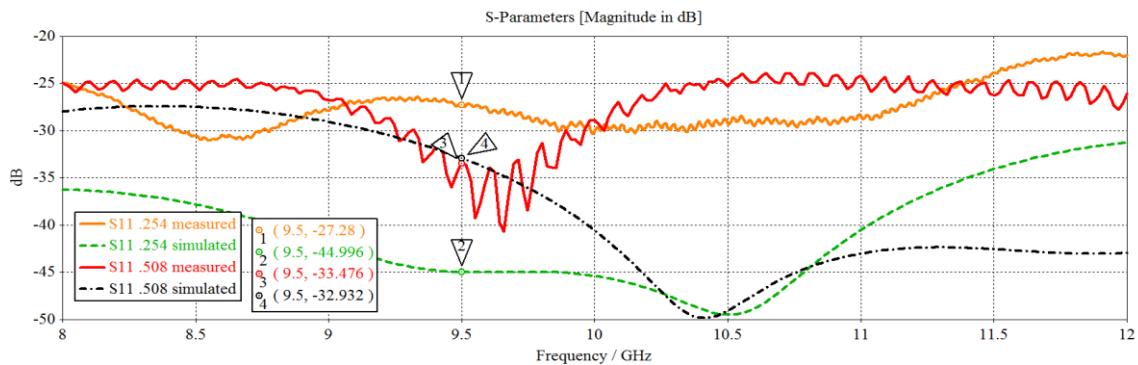


Рисунок 5. Результат вимірювання тестового зразка. Вхідний коефіцієнт відбиття.

Виміряні характеристики S-параметрів представлені на рис. 5. Видно, що запропонований алгоритм дозволяє значно покращити характеристики відбиття кутових НВЧ переходів.

Перелік посилань

1. RF Cable Assemblies [Електронний ресурс] // Radiall – Режим доступу до ресурсу: <https://www.radiall.com/media/RFCableAssembliesNavigator.pdf>.
2. Choosing the Right RF Coaxial Cable Assembly for Your Application [Електронний ресурс] // Mini-Circuit. – 2021. – Режим доступу до ресурсу: <https://blog.minicircuits.com/choosing-the-right-rf-coaxial-cable-assembly-for-your-application/>.
3. Microwave Coaxial Connector Technology: A continuing evolution [Електронний ресурс] // Maury Microwave Corporation. – 2005. – Режим доступу до ресурсу: <https://www.maurymw.com/pdf/datasheets/5A-021.pdf>.
4. SMA Connectors [Електронний ресурс] // Amphenol RF – Режим доступу до ресурсу: <https://www.amphenolrf.com/connectors/sma-connectors.html>.
5. MIL-STD-348 Rev. B [Електронний ресурс] // Performance specification for radio frequency coaxial, triaxial, and twinaxial connectors and interfaces. – 2009.
6. What are SMP Connectors? [Електронний ресурс]. – 2019. – Режим доступу до ресурсу: <https://www.everythingrf.com/community/what-are-smp-connectors>.

МОДЕЛЮВАННЯ ШИРОКОСМУГОВИХ СМУЖКОВИХ АНТЕН KU-ДІАПАЗОНУ ДЛЯ СУПУТНИКОВОГО ЗВ'ЯЗКУ

Гергіль Є. Є.¹; Сушко О. Ю.¹, PhD.

¹ Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

Смушкові антени набули значного поширення у сучасній радіотехніці. Антени виконані на мікросмужковій лінії мають ряд переваг, такі як компактність, маса та технологічність виготовлення. До недоліків таких антен у звичайному виконанні, можна віднести вузьку смугу робочих частот, та відносно низьке підсилення одиночного елемента. Вузька смуга частот є критичним параметром, що значним чином обмежує застосування таких антен. Тому останнім часом інтенсивно ведуться дослідження у цьому напрямку [1]. Розширення смуги робочих частот можливе завдяки ускладненню форми смужкової антени [2–3]. Якщо ускладнення геометрії випромінюючого елемента не призводить до потрібного розширення смуги, смужкову антену роблять багатошаровою. Відомо, що для розширення робочої смуги смужкових антен потрібно використовувати більшу товщину підкладки та меншу діелектричну проникність. Проте значне збільшення товщини підкладки призводить до зростання втрат [4], що зменшує ефективність антени, тому для даного дослідження обрана товщина складає 1 мм ($\epsilon = 2.55$), що є компромісним рішенням між ефективністю і смугою частот.

Класична мікросмужкова антена зображена на рис. 1. Перевагами такої антени є простота виконання, проте до недоліків можна віднести вузьку смугу частот, див. рис. 4, яка складає 2%.

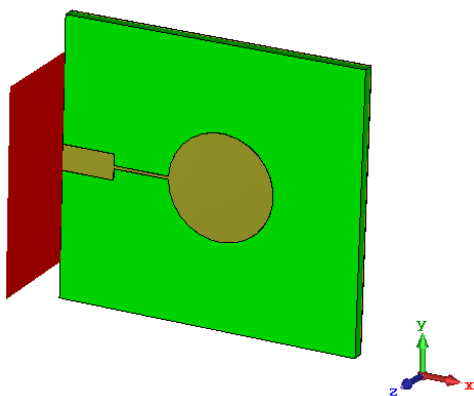


Рисунок 1 — 3D модель мікросмужкової антени

Модифікацією для антени зображеної на рис. 1, є смужкова антена з додаванням ще одного шару діелектрику, і зміною типу живлення на ємнісний. Таке ускладнення конструкції дозволяє розширити робочу смугу частот антени.

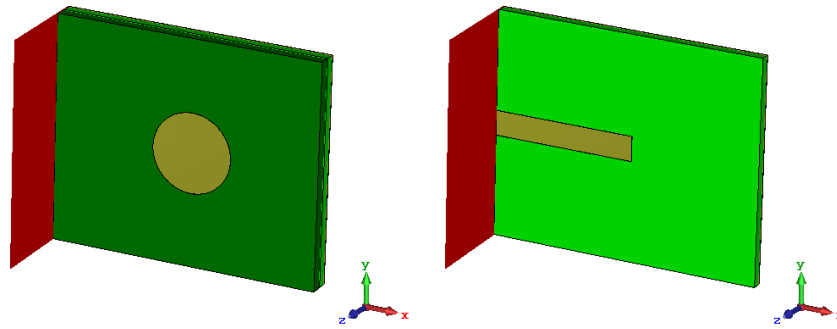


Рисунок 2 — 3D модель двошарової мікросмушкової антени. Нижній шар – смужкове живлення, верхній шар – випромінюючий смужковий елемент.

Як видно з рис. 4, отримана смуга за рівнем -15 дБ становить 5%, але задача узгодити антену в діапазоні 10.7 – 12.7 ГГц. Тому наступним кроком був перехід від двошарового діелектрика до тришарового, структура якого показана на рис. 3.

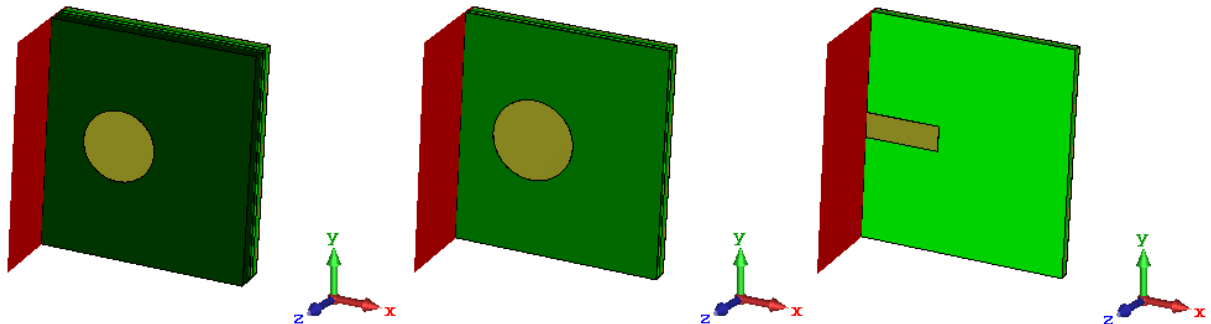


Рисунок 3 — Зображення тришарової мікросмушкової антени. Нижній шар – смужкове живлення, два верхні шари – випромінюючі смужкові елементи.

Як видно з рис. 4, вдалось досягнути робочої смуги частот 10.7 — 12.7 ГГц за рівнем -15 дБ, що є суттєвим покращенням характеристик антени. Недоліком такої конструкції являється складність живлення елементів такого типу. Для класичної мікросмушкової антени смуга пропускання становить 200 МГц, що складає 2 %, при додаванні ще одного шару діелектрика (зміні типу живлення на ємнісне) смуга зростає до 600 МГц (5 %). Завдяки додаванню третього шару діелектрика, смуга робочих частот за рівнем узгодження -15 дБ — 2 ГГц (17.5 %). Антена, яка складається з одного такого елемента має підсилення 8 дБ на частоті 11.7 ГГц, і ширину ДС за рівнем -3 дБ рівну 63° .

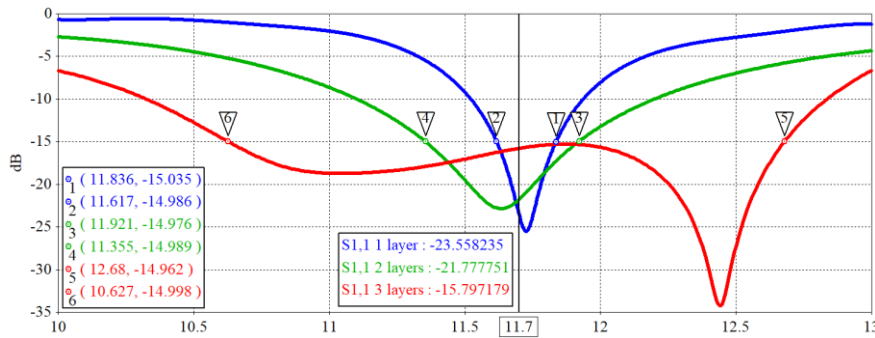


Рисунок 4 — Частотна залежність коефіцієнту відбиття S_{11} для різних типів мікросмужкових антен; синій — звичайна мікросмужкова антена; зелений — мікросмужкова антена з ємнісним живленням; червоний — двошарова мікросмужкова антена з ємнісним живленням

класичною смужковою антеною в антені із ємнісним живленням вдалося досягнути розширення смуги до 5%. Додаткове розширення смуги отримано за допомогою додавання ще одного шару. В результаті смуга робочих частот склала 10.7 — 12.7 ГГц, що становить 17.5 %.

Перелік посилань

1. J.-Y. Chiou, J.-Y. Sze, and K.-L. Wong, A broad-band CPW-fed striploded square slot antenna, IEEE Trans Antennas Propag 51 (2003), 719 –721.
2. M. I. Nawaz, et. al. "A review on wideband microstrip patch antenna design techniques," 2013 International Conference on Aerospace Science & Engineering (ICASE), 2013, pp. 1-8.
3. Y. Jia, Y. Liu, and S. Gong, "Slot-coupled broadband patch antenna," Electron. Lett., vol. 51, no. 6, pp. 445-447, 2015.
4. D. M. Pozar, "Microstrip Antennas," IEEE Proc., vol. 80, 1992.

Анотація

В даній статті проведено електродинамічне моделювання та оптимізація 3-х різних видів смужкових антен, для центральної частоти 11.7 ГГц. Отримано розширення робочої смуги частот від 2% для класичної смужкової антени до 17.5 для двошарової антени із ємнісним живленням .

Ключові слова: смужкова антена, широка смуга робочих частот, Ku-діапазон.

Abstract

Electrodynamics modelling and optimization of 3 different microstrip antennas for center frequency of 11.7 GHz have been performed in this study. The operating bandwidth was extended from 2% for classical microstrip antenna to 17.5% for dual-layer microstrip antenna with capacitive feeding.

Keywords: microstrip antenna, wide bandwidth, Ku-band.

Висновки

В даній роботі виконано електродинамічне моделювання та оптимізацію різних конфігурацій смужкової антени з метою розширення робочої смуги частот. В порівнянні із

**ПРОБЛЕМНІ ПИТАННЯ ПРОВЕДЕННЯ НАЛАГОДЖЕННЯ ТА
ВИПРОБУВАНЬ СКЛАДНИХ АНТЕННИХ СИСТЕМ**

*Волошин О. П., Ліпатов В. П.; Марков В. І., к.т.н.; Остапенко Д. А.
ДП "НДІ радіолокаційних систем «Квант-радіолокація», Київ, Україна*

Практично одночасно з появою антен з'явилася потреба їх налаштування і проведення випробувань на спеціально обладнаних місцях [1, 2].

Підвищення вимог до технічних характеристик радарів зумовило розвиток і використання в якості антенних систем (АС) фазованих антенних решіток (ФАР), та активних ФАР (АФАР), а необхідність забезпечення більш жорстких вимог до точності та достовірності отриманих результатів відповідно ускладнило комплекс випробувань. З розвитком теорії і техніки антенних вимірювань, вимірювальної апаратури та обчислювальної техніки основний обсяг робіт по налагодженню та іспитам АС став виконуватися ампліфазометричними (АФМ) та комутаційними (КМ) методами на робочих місцях, що розташовані безпосередньо на підприємствах [3, 4].

Визначення параметрів, діагностика та контроль технічного стану (КТС), автоматична підтримка амплітудно-фазового розподілу (АФР) на апертурі у заданих межах та налаштування різноманітних АС розглянуті у літературі, де наведені варіанти автоматизованих систем вбудованого контролю, їх методичного та програмного забезпечення а також апаратурної реалізації автоматизованих вимірювальних комплексів (АВК) [2-6].

Невирішені питання. На основі досвіду роботи та аналізу публікацій останніх років за тематикою доповіді можна визначити основні невирішені питання, а саме відсутність можливості проведення налагодження, визначення та аналізу параметрів ФАР або АФАР в повному обсязі, бо для таких АС кількість можливих реалізацій діаграм спрямованості (ДС) залежить від кількості каналів (сумарних, різницевих, компенсаційних, фонових), виду променів (вузький, широкий, косеканс та ін.), можливих положень променів у просторі (визначається сектором огляду та параметрами променів), числа робочих частот, режимів роботи, здатністю адаптації до власного технічного стану і заводській обстановці, може бути порядку $10^5 \div 10^{10}$. Можливість проведення вимірювань такої кількості АФР, обчислення та аналізу такого обсягу ДС фізично відсутня навіть за допомогою сучасних АВК та програмного забезпечення [4, 5].

Саме тому питання розробки технології налаштування та проведення прийнятно-здавальних випробувань (ПЗВ) АС потребують особливої уваги та використання статистичного підходу. Оскільки інтегральні параметри антен однозначно пов'язані з реалізацією АФР на апертурі, для достовірної оцінки параметрів АС були розроблені та апробовані методики, що дозволили радикально скоротити час і обсяг ПЗВ за рахунок отримання максимально повної оцінки технічного стану каналів ППМ (всіх елементів, що

входять до каналу: атенюаторів та фазообертачів); визначення величин загасання та фазових зсувів, що вносяться кожним фазообертачем (ФВ) всіх ППМ при включенні кожної i -ї комбінації дискретів ФВ, їх математичного очікування та дисперсії; визначення величин загасання та фазових зсувів, що вносяться при включенні кожної з усіх комбінацій дискретів атенюатора, їх математичне очікування та дисперсію як правило тільки для в режиму ПРИЙОМ.

Після складання АС проводився контроль технічного стану (КТС) для виявлення несправностей та технологічних дефектів. Результати КТС АС порівнювались з результатами КТС ППМ на етапах їх виготовлення. Використовуючи дані отримані при проведенні КТС в режимах ПЕРЕДАЧА і ПРИЙОМ, за допомогою математичного моделювання проводилась первинна настройка АФАР, вираховувалися фазові добавки для налагодження АС, оцінювався необхідний обсяг репрезентативної кількості ДС, розрахованих за вимірними АФР, для проведення ПЗВ та забезпечення необхідної статистичної достовірності результатів.

Для скорочення часу проведення ПЗВ вимірювання АФР для груп каналів, положень променя у просторі та різних робочих частот проводились у мультиплексному режимі вимірювань методом зміщених матриць. Забезпечувалась автоматична конфігурація при зміні структури АВК [5].

У зв'язку із суттєвою залежністю АФР на апертурі від температури АС бажано проводити вимірювання при номінальному режимі роботи (передача/прийом, всі ППМ включені, робочі тривалості випромінюваних імпульсів, шпаруватість тощо), в одному циклі вимірювань, та короткий контрольний цикл вимірювань для коригування залежності отриманих АФР від зміни температури за час випробувань. У цьому випадку підвищується реальна точність отриманих результатів.

Досвід роботи показав, що ефективність мультиплексування залежить не тільки від швидкодії вимірювача [7], а значною мірою від власних характеристик АС, таких як: час запису формуляра задачі; час встановлення заданого у формулярі АФР; час затримки імпульсу запуску вимірювача для забезпечення синхронізації та ін.

Різке збільшення кількості АФР, що вимірюються в одному циклі, виявило неефективність традиційного підходу до обробки даних вимірювання (розпакування прийнятого масиву, послідовна обробка кожного АФР та аналіз отриманих даних персоналом на дисплеї або роздруківках). Видається доцільним перейти до повністю автоматичної пакетної обробки масиву, автоматичної перевірки отриманих даних за заданими статистичними критеріями та вироблення рішення про відповідність реальних технічних даних, наведеним у технічних умовах. Повинна виводитися інформація про відмови елементів ППМ, невідповідність конкретних АФР та ДС технічним вимогам, існувати можливості індивідуального перегляду даних вимірювань

та обробки даних у ручному режимі.

Висновки

Необхідна швидкість та якість налаштування АС забезпечується комплексним підходом, що включає вхідний контроль елементів, облік їх характеристик при виготовленні та складанні ППМ, відповідною апаратурою, методиками виконання вимірювань та комплексної обробки результатів КТС та отриманих у мультиплексному режимі АФР.

Використання мультиплексного режиму вимірювань та статистичного підходу до результатів КТС дозволяє зменшити загальний час проведення налаштування та визначення параметрів АФАР та підвищити реальну точність та достовірність результатів ПЗВ.

Доцільно використовувати автоматичну пакетну обробку АФР та статистичний аналіз результатів вимірювання та розрахунків параметрів АС.

Перелік посилань

1. Методы измерения характеристик антен СВЧ / Под ред. Н.М. Цейтлина, — М.: Радио и связь, —1985.
2. Evans, Gary E. Antenna measurement techniques / Gary E. Evans. Boston: Artech House, 1990 — 229 p.
3. Clive Parini, Stuart Gregson, John McCormick, Daniël Janse van Rensburg and Thomas Eibert Theory and Practice of Modern Antenna Range Measurements, 2nd Exp. Ed. In two volumes, IET; London, 2020 — Vol. 1 – pp. 487, Vol. 2 – pp. 709.
4. Гузь В. И. Технология проведения контроля технического состояния, настройки и калибровки АФАР / В. И. Гузь, В. И. Марков, А. А. Зайцев, А. Б. Филоненко // Радиотехника. — 2012. — Т. 55, № 1. — С. 41—47.
5. Касапов Е.В.; Ліпатов В. П.; Марков В.І., Остапенко Д.А. Налагодження та проведення випробувань складних антенних систем // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ 2020. —с.39—41.
6. 5968-6759 Keysight /Тестирование антенн – Руководство по выбору – 2017.—pp. 82.
7. Reducing Measurement Times and Improving Economic Competitiveness in Antenna and RCS Applications. — Application Note, Keysight, —2014.

Анотація

Розглянуті питання технології налаштування складних антенних систем з урахуванням технічних особливостей виробів пов'язаних з їх апаратурною реалізацією і вбудованими системами контролю та калібрування.

Ключові слова: АФАР, амплітудно-фазовий розподіл на апертурі, вбудована система контролю та калібрування, технологія налагодження та випробувань.

Abstract

Questions of production engineering of active phased array antennas, its factory alignment and conducting of adjustment of the built-in monitoring and calibration system, taking into account the particularities connected with hardware implementation and measurements conditions, are considered. The main attention is paid to the problems and procedures of diagnostics and measurements of amplitude and phase distribution on aperture, to adjustment and calibrations of phased array antennas.

Keywords: active phased array antenna, amplitude and phase alignment, built-in monitoring system, mutual interactions, adjustment and test technologies.

ВРАХУВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ЗВ'ЯЗКУ В ЕКВІВАЛЕНТНІЙ СХЕМІ МІКРОСМУЖКО-ЩІЛИННОГО ПЕРЕХОДУ

Ткаченко К. О. аспірант, Дубровка Ф. Ф. д.т.н., проф.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

При побудові мікрохвильових трактів часто виникає необхідність з'єднання двох типів ліній передачі. Тому існує багато видів переходів між різними лініями передачі і серед них – ультраширококутний планарний мікросмушко-щілинний перехід. Глибокий теоретичний аналіз та порівняння результатів вимірів з реальними моделями представлено в роботі [1]. Проте в теоретичній частині залишилось не розглянутим питання впливу електромагнітного зв'язку між лініями передачі, розташованими перпендикулярно, на характеристики мікросмушко-щілинного переходу.

При теоретичному моделюванні в [1] використано нормовані входні опори шлейфів короткого замикання та холостого ходу відносно хвильового опору ліній зв'язку Z_0 . На рис.1 наведено еквівалентну схему переходу, з якої отримано формулу(1).

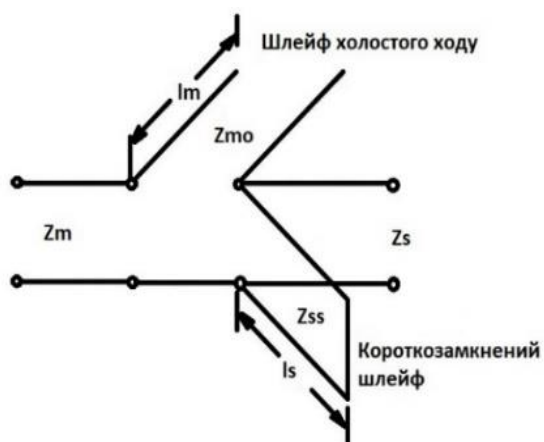


Рис.1 Схема заміщення мікросмушко-щілинного переходу

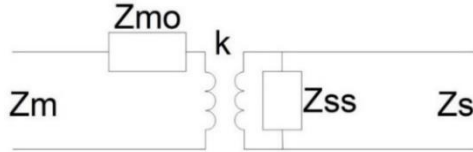
Показано, що у випадку відношення нормованих опорів шлейфів, рівним 2.618, смуга робочих частот за коефіцієнтом передачі по рівню -0.97 дБ в 1.2 — 1.3 рази більша при чвертьхвильових шлейфах у порівнянні з випадком безпосереднього гальванічного контакту мікросмушкової лінії передачі з щілинною(відсутній шлейф холостого ходу мікросмушкової лінії). Теоретичні результати в [1] отримані за формулою:

$$|S_{21}| = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{1}{wv}\right)^2 \frac{\text{ctg}^4(\beta l)}{4} + \left(\frac{1}{w} - \frac{1}{v}\right)^2 \frac{\text{ctg}^2(\beta l)}{4}}} \quad (1)$$

$$w = \frac{Z_0}{Z_{xx}}, \quad v = \frac{Z_{K3}}{Z_0}$$

де w – нормований хвильовий опір шлейфа холостого ходу, v – нормований хвильовий опір шлейфа короткого замикання, Z_0 – хвильовий опір лінії передачі, Z_{xx} – хвильовий опір шлейфу холостого ходу, Z_{K3} – хвильовий опір шлейфу короткого замикання, l – довжина шлейфа, β – фазовий зсув.

Із рис.1 та формули (1) випливає той факт, що теоретичні моделі не враховують електромагнітного зв'язку, який виникає в області перетину двох ліній передачі. На рис.2 представлено еквівалентну схему, яка містить ідеальний трансформаторний зв'язок без втрат між мікросмушковою та щілинною лінією передачі. Матрицю S-параметрів такої схеми можна вважати унітарною [2].



Формула для визначення коефіцієнта передачі з урахуванням електромагнітного зв'язку, згідно з еквівалентною схемою рис.2, наступна

Рис.2 Еквівалентна схема переходу мікросмушко-щілинна лінія передачі з магнітним зв'язком

$$|S_{21}| = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{2} + \left(\frac{1}{2k}\right)^2 + \left(\frac{\text{ctg}^2(\beta l)}{2wvk} - \frac{k}{2}\right)^2 + \left(\left(\frac{1}{kw}\right)^2 - \left(\frac{1}{kv}\right)^2\right) \frac{\text{ctg}^2(\beta l)}{4}}}$$

де k – коефіцієнт зв'язку або коефіцієнт трансформації.

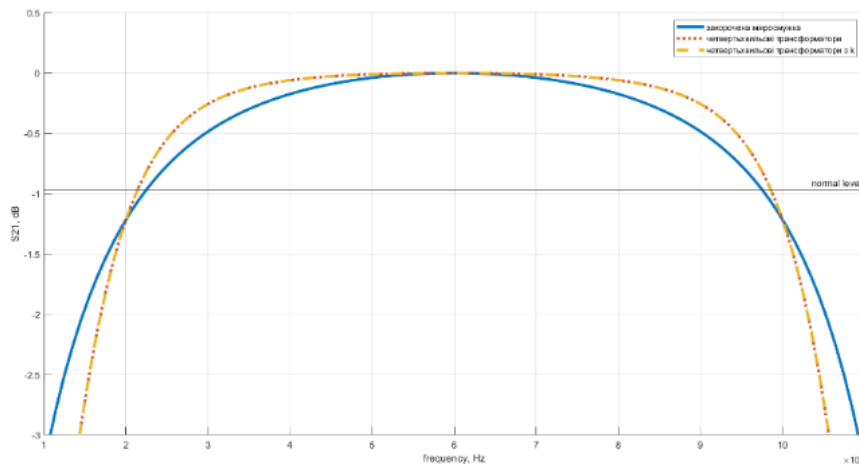


Рис.3 Графіки залежності коефіцієнта передачі від частоти для реалізацій мікросмушко-щілинного переходу при закороченій мікросмушці, четвертьхвильових трансформаторах та з врахуванням електромагнітного зв'язку

На рис.3 наведено графіки, розраховані для центральної частоти 6 ГГц, довжин шлейфів $\lambda/4$ та $k=1$. Видно, що при коефіцієнті зв'язку, рівним 1, графік коефіцієнта передачі повністю співпадає з випадком четвертьхвильових шлейфів формули (1).

В реальних умовах k не дорівнює одиниці, тому обчислимо та побудуємо графіки залежності коефіцієнта передачі переходу від частоти при різних значеннях коефіцієнта зв'язку, рис.4. В табл.1 для вибраних значень коефіцієнта зв'язку наведено відповідні їм ширини смуги частот.

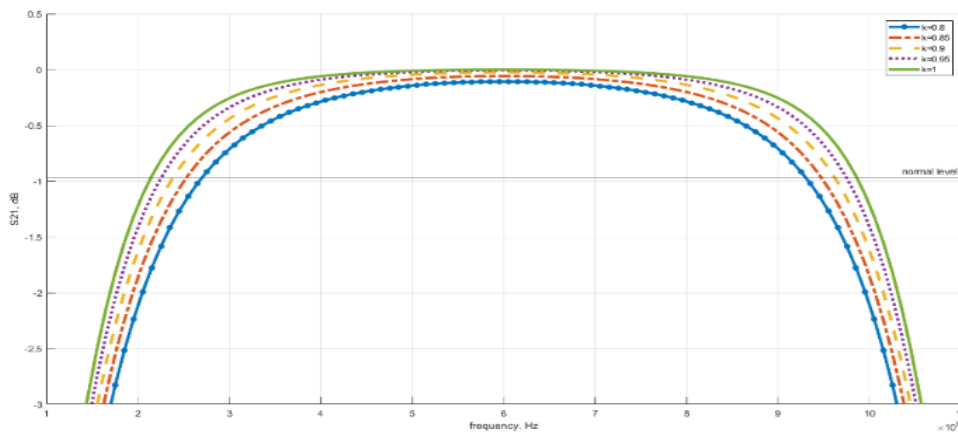


Рис.4 Графіки залежності коефіцієнту передачі від частоти при різних значеннях коефіцієнту зв'язку

Табл.1 залежність ширини робочої смуги частот від k

k	Смуга
0.8	3.45:1
0.85	3.74:1
0.9	4.04:1
0.95	4.33:1
1	4.6:1

Табл.1 показує, що зменшення k призводить до звуження робочої смуги частот за рівнем -0.97 дБ. Значення реального коефіцієнта зв'язку можна отримати при електродинамічному моделюванні переходу.

Таким чином, в роботі наведено еквівалентну схему та отримано формулу, які враховують електромагнітний зв'язок в мікросмушко-щілинному переході. Показано, що зменшення коефіцієнта зв'язку призводить до звуження смуги частот.

Перелік посилань

1. В. Schuppert, "Microstrip/slotline transitions: Modeling and experimental investigation", pp. 1272-1282, Aug. 1988.
2. Сазонов Д.М. «Антенны и устройства СВЧ», учеб. Для радиотехнич. Спец. Вузов,- Москва, Вышк. шк., 1998 – 432 с.

Анотація

В роботі наведено еквівалентну схему та отримано формулу для врахування електромагнітного зв'язку в мікросмушко-щілинному переході. Проілюстровано вплив коефіцієнта електромагнітного зв'язку на широкосмуговість такого переходу.

Ключові слова: Мікросмушко-щілинний перехід, електромагнітний зв'язок, коефіцієнт передачі, коефіцієнт зв'язку

Abstract

In the paper is presented an equivalent scheme and a formula for taking into account the electromagnetic coupling in microstrip-slotline transition is obtained. The influence of the electromagnetic coupling coefficient on the broadband of such a transition is illustrated.

Keywords: microstrip-slotline transition, electromagnetic coupling, transmission coefficient, turn ratio

ВПЛИВ ХВИЛЬОВИХ ОПОРІВ ЧВЕРТЬХВИЛЬОВИХ ШЛЕЙФІВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МІКРОСМУЖКО-ЩІЛИННОГО ПЕРЕХОДУ

Ткаченко К. О. аспірант, Дубровка Ф. Ф. д.т.н., професор
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

Чвертьхвильові шлейфи широко використовуються для узгодження опору навантаження з хвильовим опором лінії передачі. Узгодження на чвертьхвильових відрізках лінії передачі зазвичай є вузькосмуговим. Проте, при використанні різного співвідношення між хвильовими опорами шлейфів і лінії передачі у мікросмужково-щілинному переході, смугу частот такого переходу можна розширити до 1.9 октави [1].

У цій роботі пропонується спосіб максимального розширення смуги частот мікросмужково-щілинного переходу шляхом створення у широкій смузі частот:

1. Високого хвильового опору короткозамкнутого шлейфа
2. Низького хвильового опору шлейфа холостого ходу.

На рис. 1 показано розраховані залежності вхідних опорів шлейфів при різних їх хвильових опорах [2]. Видно, чим більший хвильовий опір короткозамкнутого шлейфу, тим у ширшому діапазоні його вхідний опір не перетинає лінію умовного опору навантаження. У випадку холостого ходу, для виконання цієї умови вхідний опір має бути мінімальним.

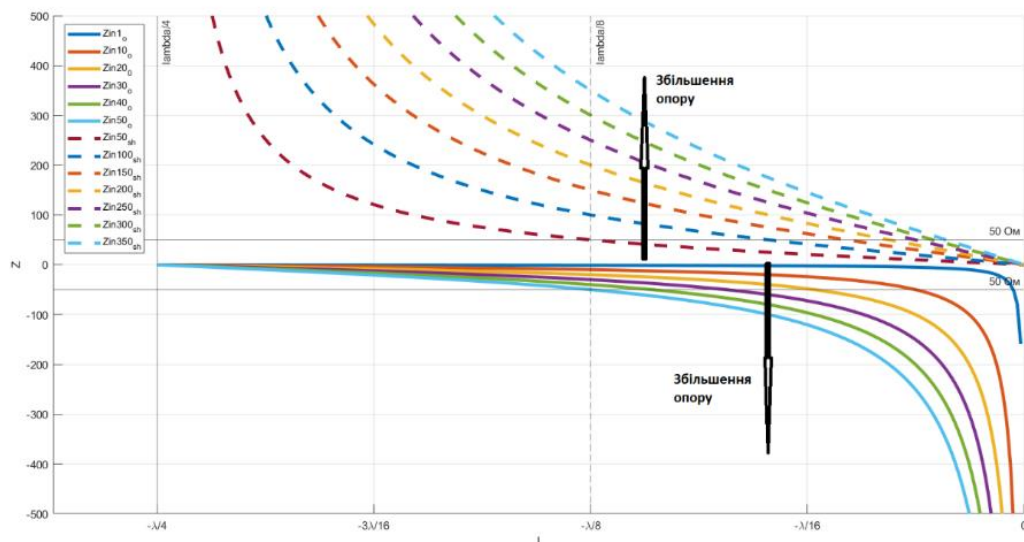


Рис. 1. Залежність вхідних опорів шлейфів короткого замикання (штрихова лінія) та холостого ходу (суцільна) від довжини хвилі при різних значеннях їх хвильових опорів

На рис. 2 представлено частотні залежності коефіцієнта передачі переходу при використанні хвильових опорів шлейфів, наведених на рис. 1, при

незмінних хвильових опорах ліній передачі (50 Ом). Проведено лінію рівню -0.97 дБ за якою приймається розрахунок робочої смуг частот, вона відповідає рівню КСХН 2.6. Видно, що в середньому такий перехід забезпечує робочу смугу частот з перекриттям 5:1 і більше.

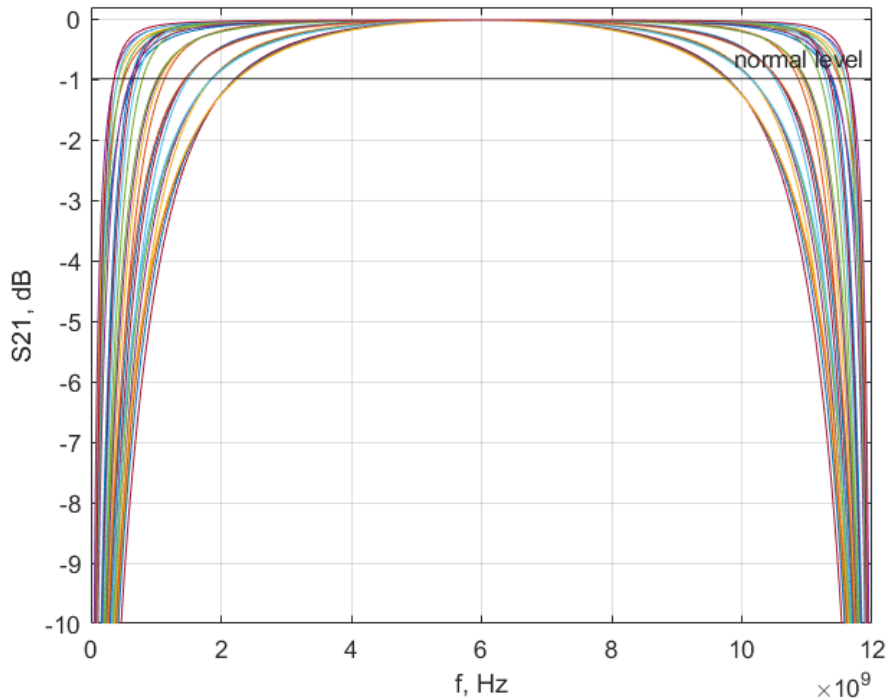


Рис.2. Залежність коефіцієнта передачі переходу від частоти при різних хвильових опорах шлейфів короткого замикання та холостого ходу

Виділимо з рис.2 випадки з найширшою та найвужчою смугами частот при різних хвильових опорах шлейфів, а також випадки рівних хвильових опорів шлейфів і ліній передачі та оптимальних опорів для практичної реалізації.

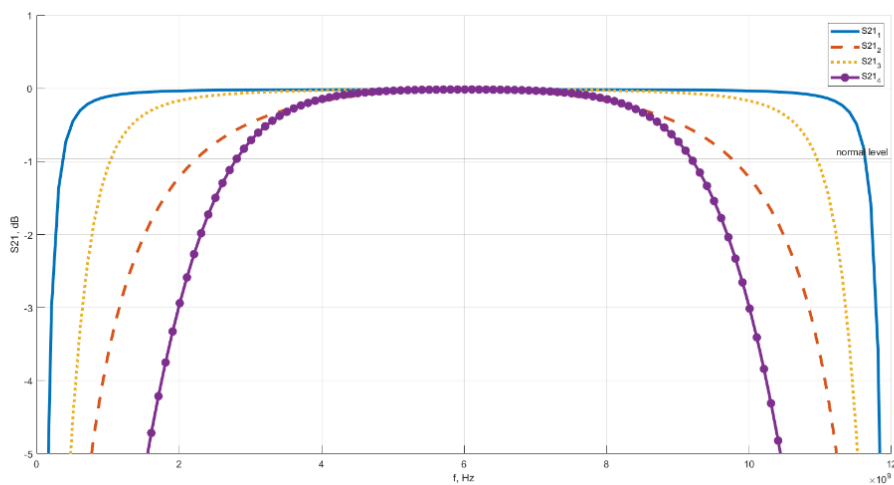


Рис.3. Графіки залежності коефіцієнта передачі переходу від частоти для різних співвідношень хвильових опорів шлейфів

На рис.3 наведено графіки частотних залежностей коефіцієнта передачі мікросмужко-щілинного переходу при різних значеннях хвильових опорів шлейфів. Їх числові значення та досягнуті при цьому перекриття по частоті представлені в табл.1.

Табл.1 пояснення до рис.3

	Z_{K3} , Ом	Z_{XX} , Ом	Смуга
S21 ₁	350	2.73	32:1
S21 ₂	350	50	10:1
S21 ₃	250	22	4.4:1
S21 ₄	50	50	3.3:1

Розрахунки проводились при хвильових опорах ліній передачі 50 Ом, що підведені до шлейфів КЗ та ХХ. Графіки на рис.3 та рис.1 демонструють правильність запропонованого принципу побудови мікросмужко-щілинного переходу, згідно з яким необхідно створити високий хвильовий опір короткозамкнутого шлейфа та низький хвильовий опір шлейфа холостого ходу.

Отже, в роботі проведено аналіз впливу хвильових опорів шлейфів короткого замикання та холостого ходу на характеристики мікросмужко-щілинного переходу та запропоновано шлях досягнення його максимальної широкосмуговості.

Перелік посилань

1. В. Schuppert, "Microstrip/slotline transitions: Modeling and experimental investigation", pp. 1272-1282, Aug. 1988.
2. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

Анотація

Представлено результати дослідження впливу хвильових опорів чвертьхвильових шлейфів на характеристики мікросмужко-щілинного переходу. Показана можливість значного розширення смуги робочих частот мікросмужко-щілинного переходу шляхом відповідного зменшення хвильового опору шлейфа холостого ходу та збільшення хвильового опору короткозамкнутого шлейфа.

Ключові слова: Перехід, мікросмужкова лінія, щілинна лінія, коефіцієнт передачі, хвильовий опір, вхідний опір.

Abstract

Results of the study of the influence on characteristics of the microstrip-slotline transition by wave impedance of the quarter-wave stub are presented. The possibility of significant expansion of the operating frequency band of the microstrip-slotline transition by a corresponding decrease impedance of the open stub and increase impedance of the short stub is shown.

Key words: Transition, microstrip line, slotline, transmission coefficient, wave impedance, input impedance.

СИСТЕМА ПОРТАТИВНИХ БЕЗДРОТОВИХ СВІТЛОФОРІВ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ТРАФІКУ НА ДОРОГАХ З УСКЛАДНЕННЯМ РУХУ

Красницький М. О., Мирончук О. Ю., PhD

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

Автоматизація контролю трафіку на дорозі з ускладненням руху є актуальною проблемою, так як в Україні активно будуються та ремонтуються дороги і такий тренд буде підтримуватися [1]. Під час ремонтних робіт ділянка дороги може бути ускладнена більше ніж на час робочої зміни. Це означає, що система з людей регулювальників, які по черзі пропускають потоки машин через звужену ділянку дороги, не може контролювати трафік весь час, поки існує ускладнення трафіку. Для вирішення проблеми була розроблена система портативних світлофорів.

На рис. 1 представлено приклад дорожньої ділянки, яка потребує контролю руху потоків автомобілів у протилежних напрямках, що може бути реалізовано шляхом встановлення системи світлофорів.



Рисунок 1. Контроль трафіку на ускладненій ділянці світлофорами

Оскільки довжина ділянки дороги, де виконуються ремонтні роботи, змінна, то при встановленні світлофорів необхідно проводити налаштування часу зеленого та червоного світла для кожного з світлофорів. Щоб підвищити ефективність контролю трафіку світлофорам були додані камери з комп'ютерним зором, що можуть підраховувати кількість автівок з обох сторін та при явній перевазі пропускати більший затор. Камери, в свою чергу, також потребують налаштування, зокрема встановлення маски для видалення непотрібних при аналізі ділянок відео.

Захист налаштувань і даних системи від злоумисників реалізовано шляхом застосування механізму аутентифікації. Структурна схема розробленого алгоритму аутентифікації представлено на рис. 2. Алгоритм включає в себе підключення до світлофору через додаток на телефоні з використанням BlueTooth. Після запиту на налаштування світлофору система буде очікувати RFID мітку що має бути прикладена до світлофора. Такий метод аутентифікації унеможливорює спуфінг ключа для доступу.

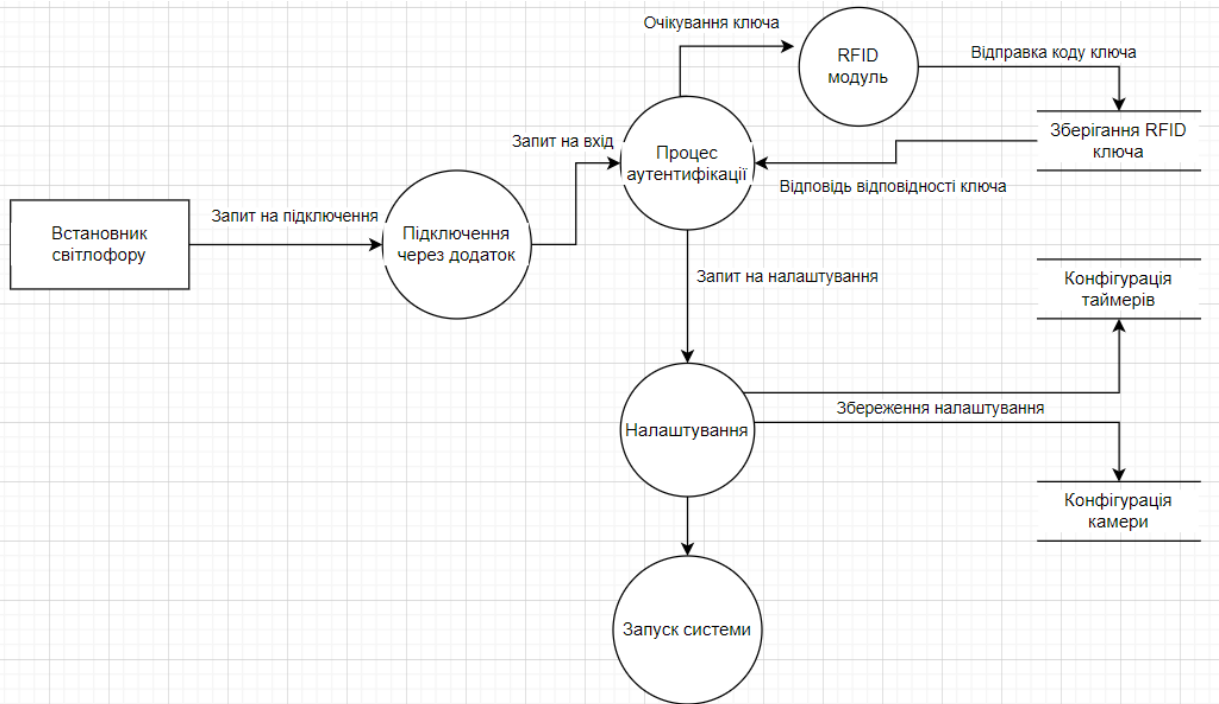


Рисунок 2. Data flow diagram аутентифікації та налаштування світлофора

Був розроблений загальний алгоритм роботи системи світлофорів. Важливим фактором, який впливає на роботу системи, являється синхронізація таймерів світлофорів. Необхідність синхронізації полягає в тому, що при невеликій різниці точності таймерів з часом світлофори почнуть працювати в різнобій, що може привести до ДТП.

Для реалізації даної системи в якості основного обчислювального пристрою було обрано мікроконтролер ESP-32 з вбудованою камерою, слотом для SD карти до 4 Гб та Bluetooth модулем. Через протокол UART до ESP-32 під'єднується мікроконтролер Arduino pro mini, що виступає доповненням до основного MCU, зменшуючи навантаження та збільшуючи кількість пінів. Arduino pro mini підключений через протокол SPI до модуля RFM95W що дає можливість бездротової комунікації по протоколу LoRaWAN з другим світлофором на дистанції в кілометр. Також мікроконтролер підключений через протокол SPI до модуля RC522, що є RFID сканером. Схема підключення мікроконтролерів і застосовуваних модулів представлена на рис. 3.

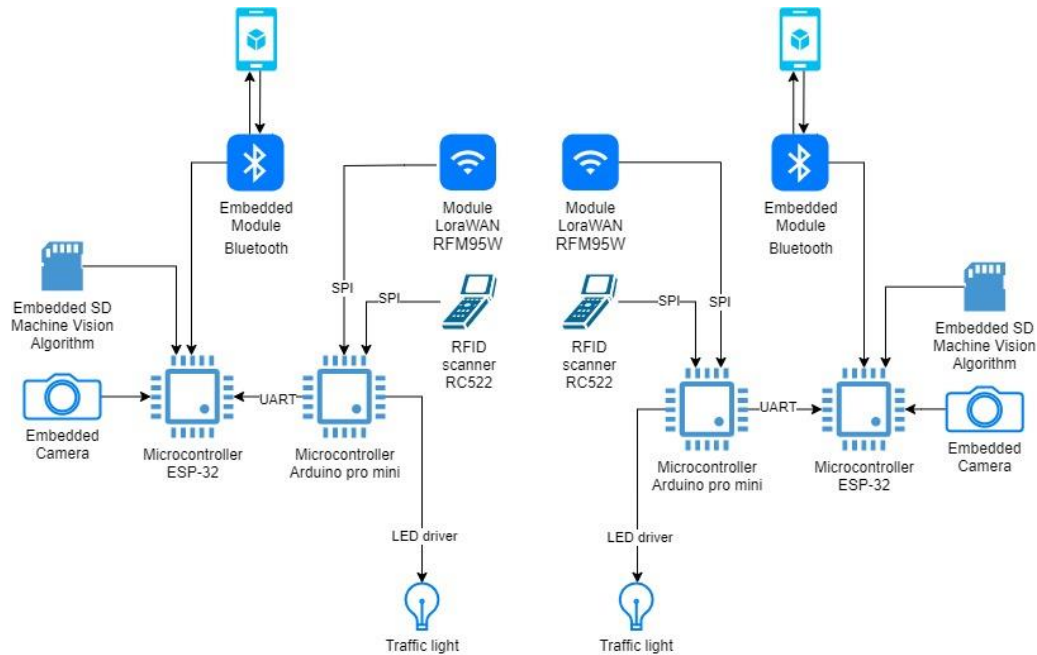


Рисунок 3. Схема підключення елементів

Для детектування автівок по зображенню з камери на ESP-32 реалізовано алгоритми OpenCV, в основі яких лежить нейронна мережа YOLO version 3. Час, який необхідний для знаходження автомобілів на відеокадрі, становить приблизно 1 секунду, чого цілком достатньо для роботи системи світлофорів.

Перелік посилань

1. Макеев В. Состояние дорог в Украине: на каком этапе находится ремонт основных трасс [Електронний ресурс] / Вадим Макеев. – 2021. – Режим доступу до ресурсу: <https://thepage.ua/auto/news/na-kakom-etape-nahoditsya-remont-osnovnyh-trass-ukrainy>
2. Newton A. ESP32 CAM Based Object Detection & Identification with OpenCV [Електронний ресурс] / Alex Newton. – 2021. – Режим доступу до ресурсу: <https://how2electronics.com/esp32-cam-based-object-detection-identification-with-opencv/>

Анотація

Розроблено систему портативних бездротових світлофорів для регуляції трафіку на ділянці з ускладненим рухом. Розроблено алгоритм аутентифікації, який забезпечує безпеку даних і налаштувань системи. Запропоновано елементну базу для реалізації системи і представлено схему підключення елементів.

Ключові слова: світлофор, управління рухом, машинний зір, бездротовий зв'язок, мікроконтролери.

Abstract

A portable wireless traffic light system has been developed to regulate car flow in areas with difficulties. An authentication algorithm has been developed to ensure the security of data and system settings. The element base for system implementation is offered and the scheme of elements connection is presented.

Keywords: traffic light, traffic management, machine vision, wireless communication, microcontrollers.

ПРОГРАМНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ АНТЕН

Касанов Е. В., Марков В. І., к.т.н.; Остапенко Д. А.

ДП "НДІ радіолокаційних систем «Квант-радіолокація», Київ, Україна

Ще на ранніх стадіях розробки антенних систем (АС) виникала необхідність оперативної оцінки якості та порівняння можливих технічних рішень. При проектуванні активних фазованих антенних решіток (АФАР) перед розробником стоять задачі синтезу випромінюючої апертури, вибору способу збудження, побудови системи управління променем і системи живлення як на передачу, так і на прийом.

Розроблена на підприємстві програма "Моделювання і розрахунок параметрів АФАР", входила до складу автоматизованого вимірювально-моделюючого комплексу (АВМК) і надавала користувачам широкі можливості для вирішення цілого ряду питань, що виникали при проектуванні та випробуванні декількох сучасних АС різного призначення [1].

Розвинений інтерфейс програми і оперативний контроль даних, що вводяться, на належність до заданого інтервалу значень усуває при моделюванні більшість можливих помилок, що вносяться обслуговуючим персоналом. Результати використання програми показали доцільність її застосування не тільки для оцінки параметрів АФАР, а для розробки автоматизованих вимірювальних комплексів, призначених для налаштування та вимірювання характеристик АС. Програми, що імітують роботу апаратури, дозволили визначити критичні вимоги до методів випробувань та провести налагодження апаратури та програмного забезпечення (ПЗ) АВМК.

За результатами моделювання було зроблено вибір методів та обсяг вимірювань характеристик ряду фазованих антенних решіток (ФАР); визначено структурний склад АВМК, вимірювальної апаратури та методів компенсації апаратурних похибок, методик виконання вимірювань та метрологічної атестації, визначено необхідність та частоту проведення калібрувань за допомогою вбудованих та зовнішніх вимірювальних каналів [2].

Було проведено моделювання компенсації помилок, що вносяться рухомим НВЧ-трактом, відбиттям від апертури ФАР, несучих конструкцій сканера та безлужної екранованої камери.

Впровадження базового варіанту програмного забезпечення АВМК дозволило за рахунок моделювання провести оптимальний вибір форми апертури та типу амплітудно-фазового розподілу, визначити вимоги до допусків виготовлення та параметрів випромінюючої, розподільної та керуючої систем та їх елементів (фазообертачів, обчислювального), пристроїв управління променем, обчислювального пристрою розподілу фаз, випромінювачам і т.д.) і забезпечити:

– контроль технічного стану (КТС), оцінку спотворень АФР, що виникали на апертурі ФАР за рахунок помилок реалізації заданого АФР (зміни

температури, помилок та відмов у випромінюючій та діаграмо-утворювальній системах, дискретності команд управління променем) [3];

– оцінку впливу окремих помилок вимірювань та їх комбінацій на результати вимірювань АФР;

– обґрунтування вимог до метрологічних характеристик АВМК.

На прикладі програмних моделей лінійної і двомірних антенних решіток було продемонстровано актуальність використання спеціалізованого ПЗ власної розробки при вирішенні задач проектування АС на основі ФАР та АФАР з різними методами керування та побудови випромінюючих систем. Відмінною рисою цих програм від універсального ПЗ електродинамічного моделювання стала висока оперативність розрахункових та підготовчих операцій та зручність використання.

Приклад завдання різних типів помилок реалізації АФР.

Поєднання режимів оперативного моделювання, синтезу ДС та вимірювання АФР, розрахунку та внесення фазових поправок у АФР, з контролем їх реалізації та визначенням впливу на параметри ФАР, сприяло виробленню детального розуміння фізики процесу налаштування та відкрило шляхи вдосконалення АС. Це призвело до суттєвого скорочення термінів розробки, виготовлення, налаштування та проведення приймально-здавальних випробувань з відповідною економією ресурсів, підвищенням якісного рівня виконання вимірювань параметрів, ефективності, глибини та оперативності контролю та діагностики технічного стану АС.

Необхідна швидкість та якість налаштування АС забезпечувалась ком-

плексним підходом, що включає вхідний контроль елементів, облік їх характеристик при виготовленні та складанні ППМ, автоматизованим контролем параметрів ППМ відповідною апаратурою, методиками виконання вимірювань та комплексної обробки результатів КТС та АФР отриманих у повністю автоматизованому мультиплексному режимі.

Використання мультиплексного режиму вимірювань та статистичного підходу до результатів КТС дозволило зменшити загальний час проведення налаштування та визначення параметрів АФАР, підвищити реальну точність та достовірність результатів приймально-здавальних випробувань.

Доцільно використовувати автоматичну пакетну обробку АФР та статистичний аналіз результатів вимірювання та розрахунків параметрів АС.

Перелік посилань

1. Программное обеспечение в задачах моделирования и измерения параметров ФАР / Усин В. А., Марков В. И., Помазанов С. В., Усина А. В., Филоненко А. Б. // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2011. - Вып. 165. - С. 134-148.

2. Автоматизированный имитационно-измерительный комплекс для разработки и измерения характеристик ФАР / Усин В. А., Марков В. И., Помазанов С. В., Усина А. В., Филоненко А. Б. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – Киев. Том 54, № 5, май 2011 г. с 47-54.

3. Бутырин А. В., к.т.н., с.н.с.; Липатов В. П., Марков В. И., к.т.н., Хоменко Н. В. Управление активными фазированными антенными решетками // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ 2018. — с.105–107.

Анотація

Розроблений комплекс програм моделювання діаграм спрямованості (ДС) антенних решіток, що входить до складу автоматизованого вимірювально-моделюючого комплексу, призначеного для вимірювання характеристик і настроювання ФАР. Комплекс забезпечує вибір форми апертури, її структури, типу випромінюючих елементів, їхнього розміщення й амплітудно-фазового розподілу поля на апертурі. Даний програмний комплекс використовується для обґрунтування допусків, оцінки впливу помилок виготовлення й дискретності управління променем на параметри ФАР. По групі реалізацій ДС оцінюються статистично характеристики ДС і коефіцієнта спрямованої дії ФАР при наявності детермінованих і випадкових фазових помилок збудження елементів ФАР.

Ключові слова: АФАР, амплітудно-фазовий розподіл на апертурі, вбудована система контролю та калібрування, технологія налагодження та випробувань.

Abstract

The computer program “Modeling AFR” is a sophisticated phased-array simulator software package for the design and analysis of a wide variety of planar phased-array antennas. It offers accurate, high-speed computation of the far-field patterns of planar phased antennas, including advanced far-field analysis capabilities and comprehensive visualization of the simulated results. It is used for the estimation of permissible variation of the manufacture’s errors on parameters of the phased arrays. For the statistical verification of tolerances the group of realization of antenna’s patterns is simulated in the presence of the determined and casual phase errors.

Keywords: active phased array antenna, amplitude and phase alignment, built-in monitoring system, adjustment and test technologies.

ДОСЛІДЖЕННЯ І ПРОЕКТУВАННЯ АПАРАТНИХ ОПЕРАЦІЙ ПОРІВНЯННЯ ДВІЙКОВИХ ЧИСЕЛ

Грига В. М.¹, к.т.н, доцент., Мельничук С. І.², д.т.н, професор.,
Мануляк І. З.², к.т.н, доцент.

¹ ДВНЗ “Прикарпатський національний університет ім. В. Стефаника”,
Івано-Франківськ, Україна

² Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу,
Івано-Франківськ, Україна

Операція сортування (впорядкування) є одною з типових проблем обробки даних і зазвичай розуміється, як задача розміщення елементів невідсортованого набору значень масивів даних, в порядку монотонного зростання або спадання [1]. Відомою є значна кількість алгоритмів сортування двійкових даних, зокрема алгоритми “парно-непарної” перестановки, алгоритм “бульбашкового” сортування, алгоритм Бетчера, алгоритм “ідеального тасування”, які можна реалізувати апаратним способом. Основною операцією при реалізації даних алгоритмів є операція порівняння двох двійкових даних “на більше”. Відомо декілька схем порівняння, які дозволяють порівнювати двійкові дані між собою та визначати, яке з них більше. Проте відомі схеми порівняння мають велику апаратну складність та низьку часову складність, що не дає можливості покращити системні характеристики апаратних пристроїв сортування даних при реалізації відомих алгоритмів. Тому важливою задачею є розроблення нових схем порівняння з покращеними характеристиками складності, що дасть можливість прискорити виконання операцій сортування алгоритмів та зменшити апаратні затрати при їх реалізації.

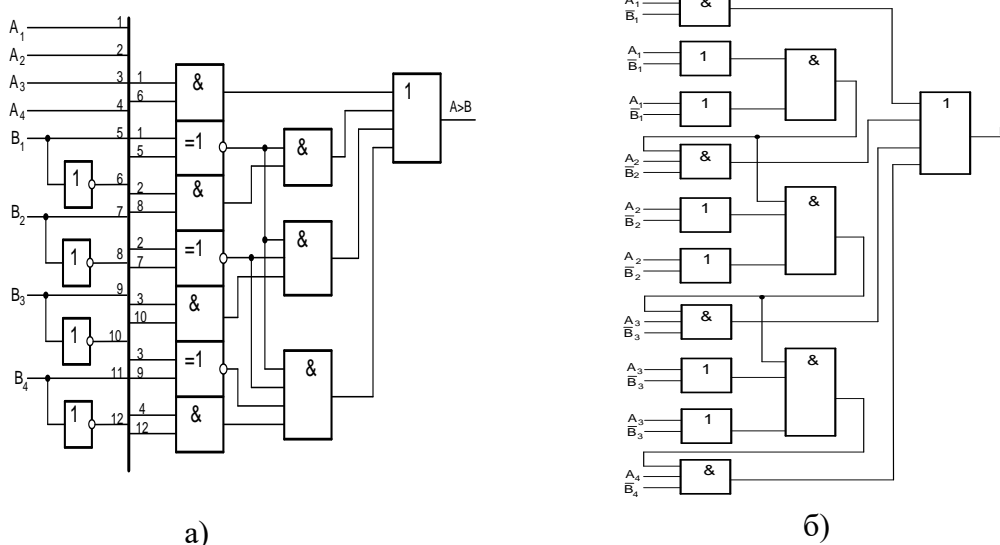


Рисунок 1. Структури схем порівняння двох 4-розрядних чисел
”на більше”.

В роботі [2] наведено структуру схеми порівняння двох 4-розрядних чисел “на більше”, рис.1а Структурна схема подана на рис.1а, складається з логічних елементів “НЕ”, “І”, “АБО” та “Виключаюче АБО”. Логічний елемент “Виключаюче АБО” містить 4 вентиля та має часову затримку 3 мікротакти [6].

Апаратна складність даної схеми порівняння складає: $A_1=24$ (вентилю), а часова складність рівна: $\tau_1=6$ (мікротактів).

В роботі [3] наведено структуру схеми порівняння двох 4-розрядних чисел “на більше”, рис. 1б.

Структурна схема подана на рис.1б, складається з логічних елементів “І” та “АБО”. Апаратна складність даної схеми порівняння складає: $A_2=14$ (вентилів), а часова складність рівна: $\tau_2=6$ (мікротактів).

В роботі [4] запропоновано схему порівняння двох 4-розрядних чисел “на більше” на основі неповних двійкових суматорів (рис. 2)

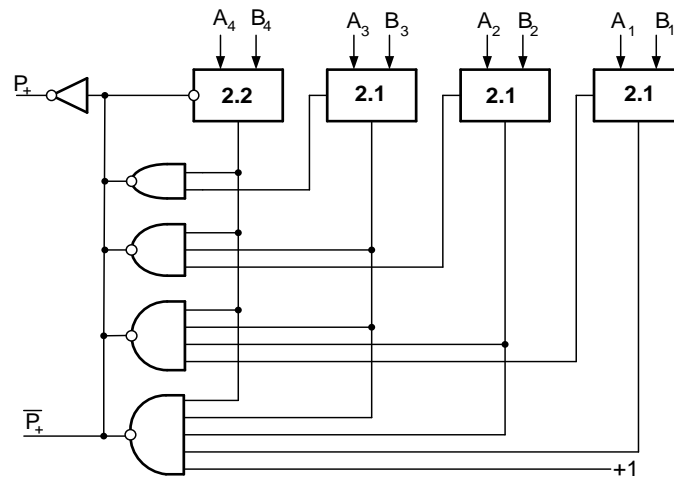


Рисунок. 2. Структура схеми порівняння двох 4-розрядних чисел ”на більше” на основі неповних суматорів.

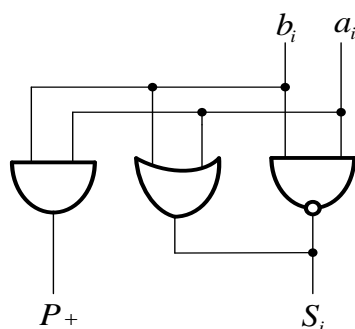


Рисунок. 3. Внутрішня структура неповного суматора

Структурна схема подана на рис.2, складається з неповних двійкових суматорів та логічних елементів “І-НЕ”. Внутрішня структура неповних суматорів складається із 3-х логічних елементів (рис. 3).

Апаратна складність даної схеми порівняння складає: $A_3=17$ (вентилів), а часова складність рівна: $\tau_3=2$ (мікротакти).

У порівнянні із структурою схеми

порівняння, яка подана на рис. 1а, запропонована схема порівняння на основі неповних суматорів має в 3 рази більшу швидкість та в 1,4 рази меншу апаратну складність.

У порівнянні із структурою схеми порівняння, яка подана на рис. 1б, запропонована схема порівняння на основі неповних суматорів має в 3 рази більшу швидкість та в 1,2 рази більшу апаратну складність.

В таблиці 1 подано результати досліджень апаратної та часової складностей пристроїв сортування двійкових даних при реалізації різних алгоритмів сортування (для $N=8$) із застосуванням відомих та запропонованої схем порівняння.

Таблиця 1.

Тип алгоритму на базі якого реалізовано пристрій сортування	A_1	τ_1	A_2	τ_2	A_3	τ_3
Алгоритм “парно-непарної” перестановки	672	64	392	64	476	16
Алгоритм “бульбашки”	672	78	392	78	476	26
Алгоритм Бетчера	456	48	266	48	323	12

Отже, у порівнянні з відомими запропонована схема порівняння двох чисел дозволяє підвищити швидкість пристроїв сортування в 4 рази.

Перелік посилань

1. Knuth, Donald E. The Art of Computer Programming, Volume 4A: Combinatorial Algorithms, Part 1. Addison-Wesley Professional, 2014. – 912 p.
2. V. Gryga, Y. Nykolaichuk, N. Vozna, B. Krulikovskiy Synthesis of a microelectronic structure of a specialized processor for sorting an array of binary numbers // Perspective technologies and methods in MEMS design. Proceedings of XIIIth International Conference. MEMSTECH 2017. – Lviv-Svalyava, Ukraine, 2017. – P. 170-173.
3. А.О. Мельник Пам'ять із впорядкованим доступом / Мельник А.О. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2014. – 296 с.
4. Грига В.М., Николайчук Я.М. Пристрій сортування масивів двійкових чисел. Патент на корисну модель № 132346, бюл. №4, 2019р.

Анотація

Проаналізовано характеристики складності відомих схем порівняння двійкових чисел “на більше”. Запропоновано схему порівняння двійкових чисел на базі неповних однорозрядних суматорів. В результаті застосування запропонованої схеми порівняння досягнуто підвищення швидкості в 4 рази при апаратній реалізації досліджуваних алгоритмів сортування двійкових чисел.

Ключові слова: операція порівняння, сортування, алгоритм, схема.

Abstract

The characteristics of the complexity of the known schemes for comparing binary numbers "by more" are analyzed. The scheme of comparison of binary numbers on the basis of incomplete one-bit adders is offered. As a result of application of the offered scheme of comparison increase of speed in 4 times at hardware realization of investigated algorithms of sorting of binary numbers is reached.

Keywords: comparison operation, sorting, algorithm, scheme.

ADJUSTABLE GUIDE FILTRING DEVICE FOR KU-BAND RANGE FOR RADIOELECTRONIC SYSTEMS

*Dmytrenko V. Y.¹; Demchenko I. V.¹; Kornieva O. A.², Yelahina N. S.¹,
Piluyay S. I.¹, PhD, Associate Professor; Bulashenko A. V.¹*

¹Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, Ukraine

²Public Joint Stock Company "Bank Vostok", Kyiv, Ukraine

The microwave filtering devices are an essential passive component of any base station and repeater in an RF system [1]. There are many developments in microwave filters [2-4] and methods for filtering signals. The aim of the work is to study the main characteristics of the waveguide filtering device for the Ku-band.

The three-dimensional model and internal design of a waveguide filtering device with four diaphragms and two pins in total, 2 diaphragms and 1 symmetrical pin are shown below (Fig. 1). The height of the two diaphragms is h , and the thickness w , two pins of height h_p and diameter d , the distance between the diaphragm and the pin is l .

The regulation of the characteristics of the filtering device is carried out by mechanically changing the length of the pin. This allows you to adjust the centre frequency from 11.4 GHz to 11.6 GHz.

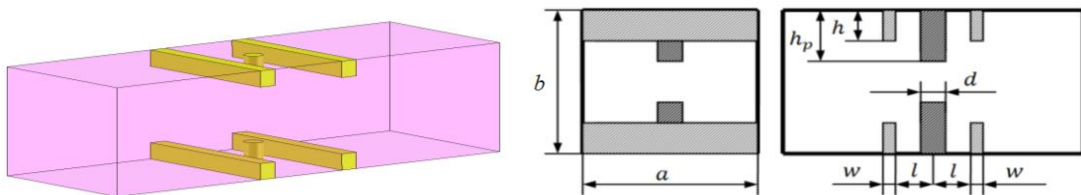


Figure. 1. Three-dimensional model and design of the filter

This design provides the basic characteristics. The pin provides adjustment of characteristics due to change of height h_p . The resistance character of the diaphragms and the pin is capacitive.

Before proceeding to the matching characteristics, it should be noted that we used the method of wave matrices [5-6] and method of equivalent circuits [7-10] to obtain the basic parameters of the wave matrix scattering

$$[S_{\Sigma}] = \begin{bmatrix} S_{11.\Sigma} & S_{12.\Sigma} \\ S_{21.\Sigma} & S_{22.\Sigma} \end{bmatrix},$$

where $S_{21.\Sigma}$ is the transmission coefficient; $S_{11.\Sigma}$ is reflection coefficient.

Below are the results of the study, namely the dependence of the characteristics on the frequency, which were obtained in a specialized program using computer simulation [11, 12].

In Fig. 2 presents the graphical dependence of the transmission coefficient of the developed filtering device on a different scale. As can be seen, the filter bandwidth is 40 MHz. The central frequency of the filter is 11.51 GHz.

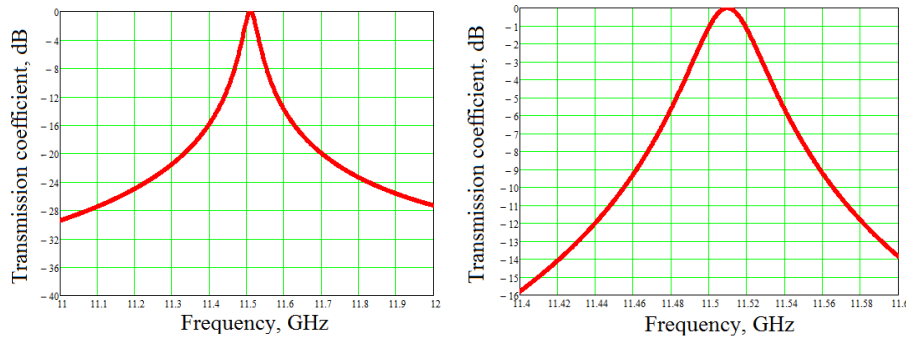


Figure. 1. Dependence of transmission coefficient on frequency

In Fig. 3 presents the graphical dependence of the reflection coefficient of the developed filtering device on a different scale. As can be seen, the central frequency of the filter of the reflection coefficient is -40 dB.

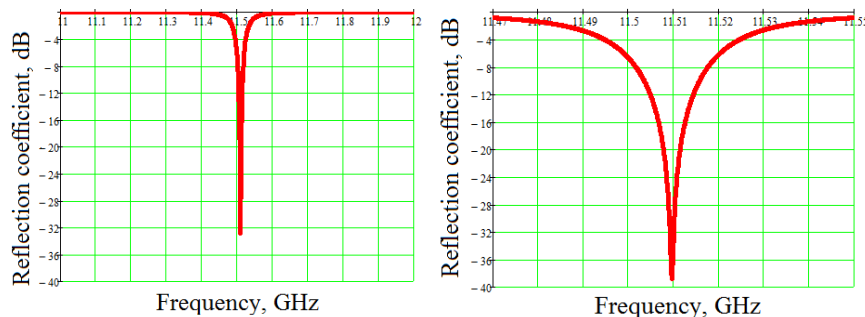


Figure. 3. Dependence of reflection coefficient on frequency

Such characteristics provide the optimal design of the filter, which are presented in table 1.

Table 1. Optimal characteristics of the waveguide filter

a×b, mm	w, mm	l, mm	h, mm	hp, mm	d, mm
23×10	2.0	7.0	16.0	20.0	3.0

Therefore, the study designed a filtering device with diaphragms and pins at the central frequency of 11.52 GHz with bandwidth of 40 MHz. The filtering device showed the performance characteristics. The reflection coefficient at the center frequency is -40 dB.

Referecses

1. Cameron R.J. Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications / R.J. Cameron, C.M. Kudsia, R.R. Mansour // USA: Wiley Telecom, 2018, 928 p. DOI: 10.1002/9781119292371.
2. Zakharov A. Coupling coefficients between resonators in stripline combline and pseudo-combline bandpass filters / A. Zakharov, M. Ilchenko // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2020. – Vol. 68, No. 7. – pp. 2679-2690. DOI: [10.1109/TCPMT.2020.2988866](https://doi.org/10.1109/TCPMT.2020.2988866).
3. Zhuk S.Ya. Synthesis of extremely wide stopband E-plane bandpass filters / S.Ya. Zhuk, M.Y. Omelianenko, T.V. Romanenko, O.V. Tureeva // Visnyk NTUU KPI Serii a – Radio-tekhnika Radioaparaturbuduvannia. – 2021. – Vol. 84. – pp. 22-29. DOI: 10.20535/RADAP.2021.84.22-29.

4. Омеляненко М.Ю. Волноводно-планарные полосно-пропускающие фильтры с широкой полосой заграждения/ М.Ю. Омеляненко, Т.В. Романенко // *Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*. – 2020. – Vol. 80. – pp. 5-13. DOI: 10.20535/RADAP.2021.80.5-13.
5. Bulashenko A. V. Wave matrix technique for waveguide iris polarizers simulation. Theory / A. V. Bulashenko, S. I. Piltyay, and I. V. Demchenko // *Journal of Nano- and Electronic Physics*. – 2020. – Vol. 12, no. 6. – pp. 06026-1–06026-5, December 2020. DOI: 10.21272/jnep.12(6).06026.
6. Bulashenko A.V. Wave matrix technique for waveguide iris polarizers simulation. Numerical results / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, I.V. Demchenko // *Journal of Nano- and Electronic Physics*. –2021. – Vol. 13, no. 5. pp. 05023-1–05023-6, 2021. DOI: 10.21272/jnep.13(5).05023.
7. Bulashenko A.V. Equivalent microwave circuit technique for waveguide iris polarizers development / A. V. Bulashenko and S. I. Piltyay // *Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika, Radioaparotobuduvannia*. – Vol. 83, pp. 17–28. – 2020. DOI: 10.20535/RADAP.2020.83.17-28.
8. Bulashenko A.V. Waveguide polarizer for radar and satellite systems / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, et al. // *Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*. – 2021. – Vol. 86. – pp. 5-13. DOI: 10.20535/RADAP.2021.86.5-13.
9. Bulashenko A.V. Resource allocation for low-power devices of M2M technology in 5G networks / A.V. Bulashenko // *KPI Science news*. – 2020. – Vol. 3. – pp. 7–13. DOI: 10.20535/kpissn.2020.3.203863.
10. Piltyay S. Analytical modeling and optimization of new Ku-band tunable square waveguide iris-post polarizer / S. Piltyay, et al // *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*. – 2021. – Vol. 34, no. 5. – pp. 1–27. DOI: 10.1002/JNM.2890.
11. Bulashenko A.V. Waveguide polarizer with three irises for antennas of satellite television systems / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, H.S. Kushnir, O.V. Bulashenko // *Science-Based Technologies*. – 2021. – Vol. 49., no. 1. – pp. 39–48. DOI: 10.18372/2310-5461.49.15290.
12. Piltyay S.I. Numerical performance of FEM and FDTD methods for the simulation of waveguide polarizers / S. I. Piltyay, A. V. Bulashenko, and Y. Y. Herhil // *Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*, vol. 84, pp. 11–21. March 2021. DOI: 10.20535/RADAP.2021.84.11-21.

Анотація

Представлені результати розробки регульованого фільтруючого пристрою на основі хвилеводу із двома діафрагмами та штирями.

Ключові слова: смужковий фільтр, діафрагма, штир, хвилевод.

Abstract

The results of the development of an adjustable filtering device polarizer based on a waveguide with two irises and pins are presented.

Keywords: pass-band filter, diaphragm pin, waveguide.

IRIS WAVEGUIDE PHASE SHIFTER

Shtyk T. V.¹; Savenchuk T. V.¹; Kornieva O. A.²; Piltyay S. I.¹, PhD, Associate Professor; Bulashenko A. V.¹

¹*Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, Ukraine*

²*Public Joint Stock Company "Bank Vostok", Kyiv, Ukraine*

Modern phased array antennas are widely used in telecommunication systems. The basic elements of such systems are waveguide filters [1], phase shifters [2, 3] and polarizers [4-7]. Phase shifters provide the required phase shift. The aim of the work is to study the main characteristics of a phase shifter based on waveguide with four irises in the operating frequency range of 10.7-12.8 GHz.

Structurally, a phase shifter based on a waveguide with four irises, located symmetrically relative to the two central iris, is shown in Fig. 1.

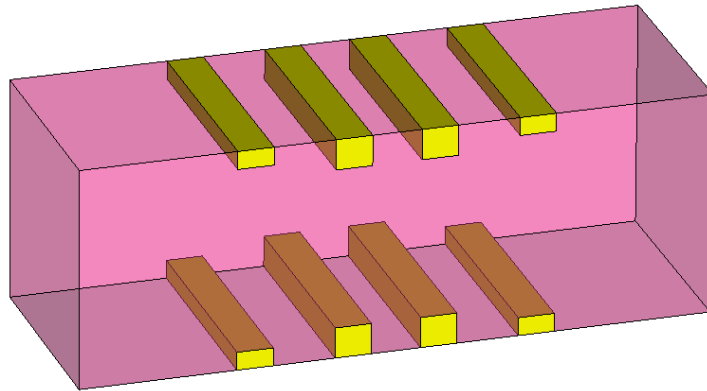


Figure. 1. Waveguide phase shifter design with four irises

Applying the wave matrix technique [8, 9] and equivalent circuits technique [10, 11], the basic parameters of the wave matrix of phase scattering device were obtained

$$[S_{\Sigma}] = \begin{bmatrix} S_{11.\Sigma} & S_{12.\Sigma} \\ S_{21.\Sigma} & S_{22.\Sigma} \end{bmatrix}.$$

Through the matrix elements, you can determine the main parameters of the phase shifter. These include the phase shift of the transmission coefficient and the voltage standing wave ratio (VSWR).

As a result of the study, the frequency dependences of the developed device were obtained in the operating frequency range of 10.7–12.8 GHz using two methods FDTD and FEM [12].

Fig. 2 contains the dependence of the phase shift of transmission coefficient of the waveguide phase shifter in the frequency range 10.7-12.8 GHz for phase in 90° and 45°.

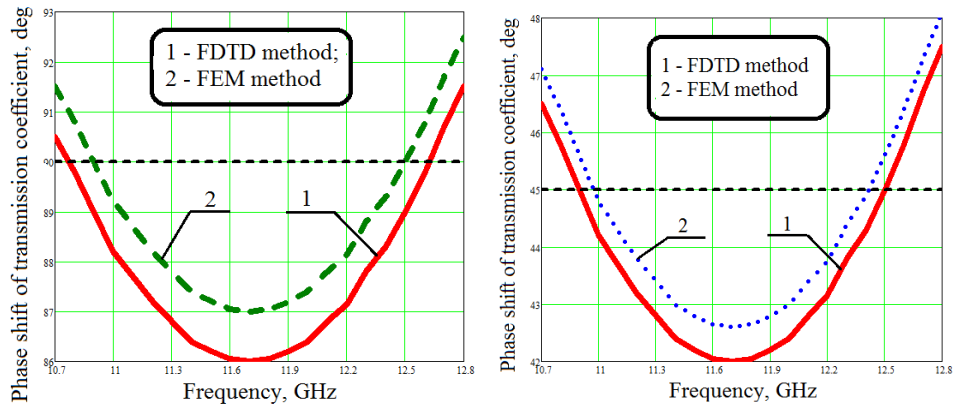


Figure. 2. Dependence of phase shift of transmission coefficient on frequency for 90° and 45°

In Fig. 3 presents a graphical dependence of VSWR of the developed phase shift device for the FDTD method and FEM method for 90° and 45°.

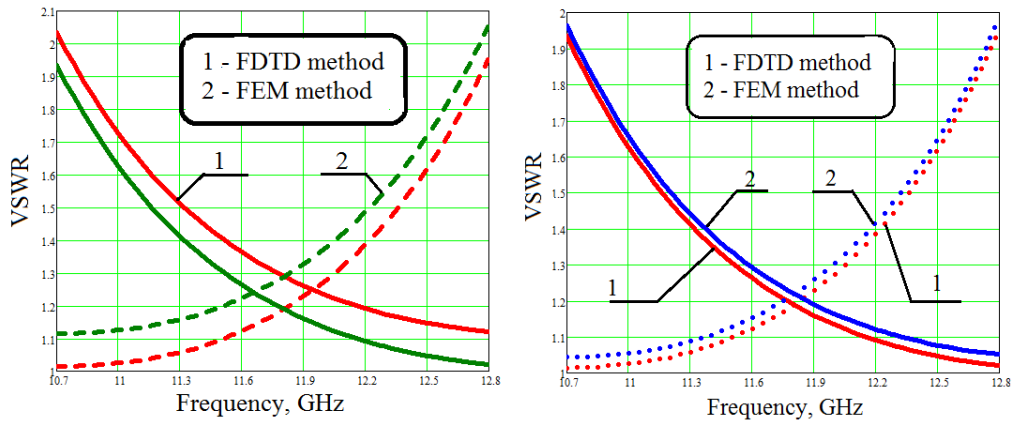


Figure. 3. Dependence of the VSWR on the frequency for 90° and 45°

The results of the analysis of the graphs are summarized in the table 1.

Table 1. Optimal characteristics of the waveguide filter

Method	phase shift for 90°	VSWR for 90°	phase shift for 45°	VSWR for 45°
FDTD	90° ± 4°	2.05	45° ± 3°	1.95
FEM	90° ± 3°	2.049	45° ± 3°	1.95

Thus, the proposed waveguide phase shifter provides such a phase of 90° ± 4° and 45° ± 3°. VSWR is 2.05 and 1.95, respectively. Therefore, the proposed device can be used in modern phased array antennas.

References

1. Zhuk S.Ya. Synthesis of extremely wide stopband E-plane bandpass filters / S.Ya. Zhuk, M.Y. Omelianenko, T.V. Romanenko, O.V. Tureeva // *Visnyk NTUU KPI Serii – Radio-tehnika Radioaparobuduvannya*. – 2021. – Vol. 84. – pp. 22-29. DOI: 10.20535/RADAP.2021.84.22-29.
2. Farahani M. A novel hedgehog waveguide and its application in designing a phase shifter compatible with hollow waveguide technology / M. Farahani, M. Nedil, T.A. Denidni // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2019. – Vol. 67, no. 10. – pp. 4107–4117. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2929044.

3. Zhang Q. Studies on mechanical tunable waveguide phase shifters for phased-array antenna applications / Q. Zhang, C. Yuan, L. Liu // IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST), Waltham, USA. 2016. DOI: 10.1109/ARRAY.2016.7832555.
4. Bulashenko A.V. Simulation of compact polarizers for satellite telecommunication systems with the account of thickness of irises / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, I.V. Demchenko // KPI Science news. – 2021. – Vol. 1. – pp. 7–15. DOI: 10.20535/kpissn.2021.1.231202.
5. Bulashenko A.V. Resource allocation for low-power devices of M2M technology in 5G networks / A.V. Bulashenko // KPI Science news. – 2020. – Vol. 3. – pp. 7–13. DOI: 10.20535/kpissn.2020.3.203863.
6. Bulashenko A.V. Waveguide polarizer with three irises for antennas of satellite television systems / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, H.S. Kushnir, O.V. Bulashenko // Science-Based Technologies. – 2021. – Vol. 49., no. 1. – pp. 39–48. DOI: 10.18372/2310-5461.49.15290.
7. Piltyay S.I. High performance waveguide polarizer for satellite information systems / S.I. Piltyay, A.V. Bulashenko, et al. // Bulletin of Cherkasy State Technological University. – 2020. – Vol. 4. – pp. 14–26. DOI: 10.24025/2310-4412.4.2020.217129.
8. Bulashenko A. V. Wave matrix technique for waveguide iris polarizers simulation. Theory / A. V. Bulashenko, S. I. Piltyay, and I. V. Demchenko // Journal of Nano- and Electronic Physics. – 2020. – Vol. 12, no. 6. – pp. 06026-1–06026-5, December 2020. DOI: 10.21272/jnep.12(6).06026.
9. Bulashenko A.V. Wave matrix technique for waveguide iris polarizers simulation. Numerical results / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, I.V. Demchenko // Journal of Nano- and Electronic Physics. – 2021. – Vol. 13, no. 5. pp. 05023-1–05023-6, 2021. DOI: 10.21272/jnep.13(5).05023.
10. Bulashenko A.V. Equivalent microwave circuit technique for waveguide iris polarizers development / A. V. Bulashenko and S. I. Piltyay // Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika, Radioaparotobuduvannia. – Vol. 83, pp. 17–28. – 2020. DOI: 10.20535/RADAP.2020.83.17-28.
11. Bulashenko A.V. Waveguide polarizer for radar and satellite systems / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, Y.I. Kalinichenko, I.V. Zabegalov // Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia. – 2021. – Vol. 86. – pp. 5-13. DOI: 10.20535/RADAP.2021.86.5-13.
12. Piltyay S.I. Numerical performance of FEM and FDTD methods for the simulation of waveguide polarizers / S. I. Piltyay, A. V. Bulashenko, and Y. Y. Herhil // Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia. – 2021. – Vol. 84, pp. 11–21. DOI: 10.20535/RADAP.2021.84.11-21.

Анотація

Представлені результати розробки фазозсувача на основі хвилеводу із чотирма діафрагмами в діапазоні від 10.7 ГГц до 12.8 ГГц.

Ключові слова: фазозсувач, діафрагма, хвилевод.

Abstract

The results of the development of a phase shifter based on a waveguide with four irises are presented in the range from 10.7 GHz to 12.8 GHz.

Keywords: phase shifter, iris, waveguide.

POLARIZATION CONVERTER BASED ON A RECTANGULAR WAVEGUIDE WITH A STEPPED LONGITUDINAL CONDUCTING PLATE

*S. I. Piltyay, V. V. Shuliak, A. V. Bulashenko, O. V. Bykovskiy,
O. A. Kornieva, A. P. Saranchuk
Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, Ukraine*

Modern radar and satellite systems use polarization signal processing. It is carried out by polarization converting devices that convert the types of polarization. Then polarized devices appeared based on a square waveguide with diaphragms and pins of different configurations [1-4]. But for a narrow frequency range, polarization devices based on a square waveguide with a metal plate have better characteristics [5-7]. Septum polarizer which is the essential passive component of receiver constitutes a simple and compact device for converting linear polarization into circular polarization and vice versa. The aim of the work is to study the main characteristics of the device for converting the polarization of the X-band range.

The three-dimensional model a waveguide polarization conversion device with stepped plate is shown below (Fig. 1).

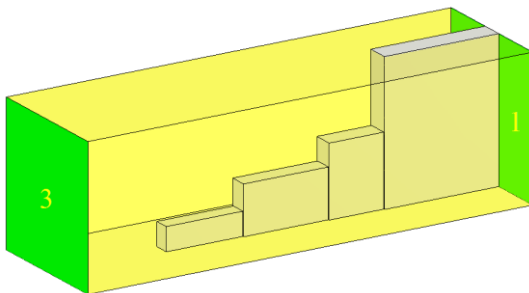


Fig. 1. Three-dimensional model and design of stepped polarizer

This design provides the basic polarization characteristics. The polarizing device is designed on the basis of a rectangular waveguide with a metal plate. The plate is designed in the form of three steps.

Below are the results of the study, namely the dependence of the characteristics on the frequency for our frequency range 7.7 GHz - 8.1 GHz, which were obtained in a specialized program using computer simulation [8, 9]. The main characteristics are differential phase shift, voltage standing wave ratio (VSWR), and crosspolar discrimination (CPD).

Fig. 2 shows the dependence of the differential phase shift of the polarizer in the frequency range 7.7-8.1 GHz. As can be seen, the differential phase shift is equal to $90^\circ \pm 0.9^\circ$.

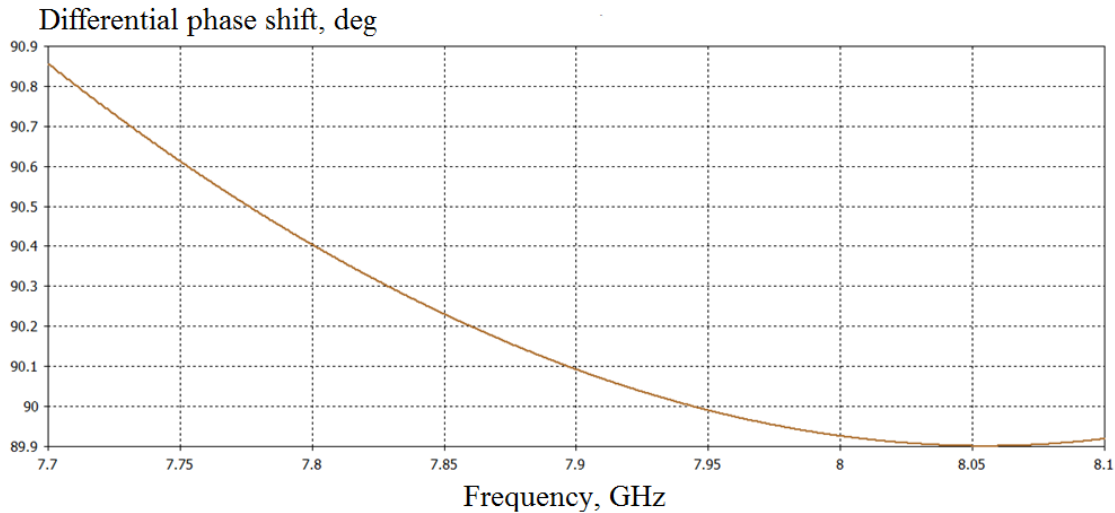


Fig. 2. Dependence of differential phase shift on frequency

Fig. 3 presents the dependence of the VSWR of the developed polarizer for horizontal and vertical polarization. As can be seen, the maximum level of VSWR for both linear polarizations is 1.042.

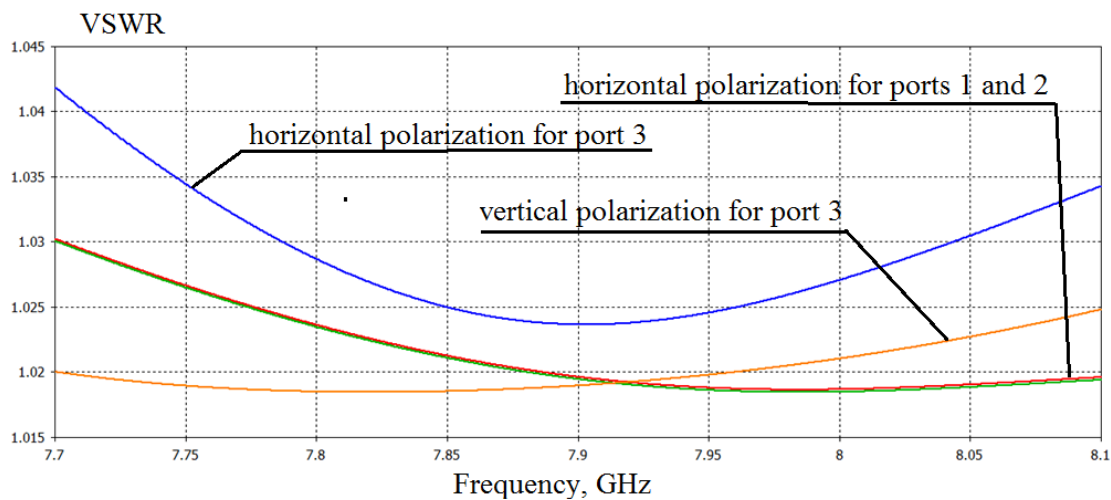


Fig. 3. Dependence of VSWR on frequency for both polarizations

Fig. 4 shows the dependence of the crosspolar discrimination of the polarizer in the frequency range 7.7-8.1 GHz. As can be seen, the CDP does not exceed -42 dB.

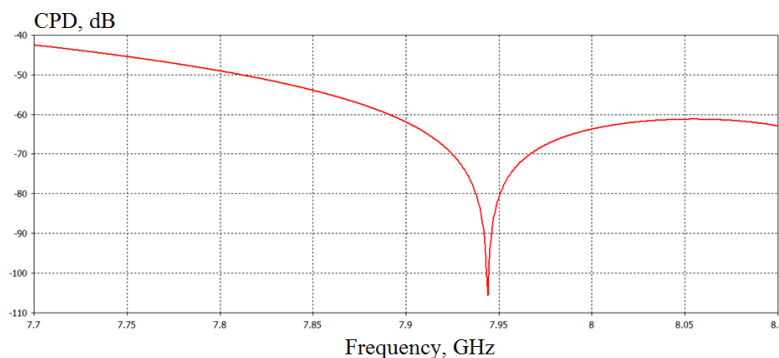


Fig. 4. Dependence of crosspolar discrimination on frequency

Thus, the developed waveguide polarization converter on a rectangular waveguide with a stepped plate has the following characteristics. The range of change of the differential phase shift is $90^\circ \pm 0.9^\circ$. The polarizer provides VSWR less than 1.044. CPD is higher than 42 dB.

Referescses

1. Piltyay S. Development and optimization of microwave guide polarizers using equivalent network method / S. Piltyay, A. Bulashenko, V. Shuliak // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2021. – Vol. 35, 2021. DOI: 10.1080/09205071.2021.1980913.
2. Bulashenko A.V. Simulation of compact polarizers for satellite telecommunication systems with the account of thickness of irisess / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, I.V. Demchenko // KPI Science news. – 2021. – Vol. 1. – pp. 7–15. DOI: 10.20535/kpissn.2021.1.231202.
3. Bulashenko A.V. Tunable polarizers for X-band radar and telecommunication systems / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, Y.I. Kalinichenko, O.V. Bulashenko // KPI Science news. – 2021. – Vol. 2. – pp. 7–15. DOI: 10.20535/kpissn.2021.2.236953.
4. Shuliak V. Modern microwave polarizers and their electromagnetic characteristics / V. Shuliak et al. // IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Lviv, Ukraine, August 2021, pp. 21–26. DOI: [10.1109/UKRCON53503.2021.9575879](https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575879).
5. Dubrovka F.F. Optimum septum polarizer design for various fractional bandwidths / F.F. Dubrovka, S.I. Piltyay, et al. // Radioelectronics and Communications Systems – 2020. – Vol. 63, no. 1. – pp. 15-23. <http://doi.org/10.3103/I07352720010021>.
6. Dubrovka F. Compact X-band stepped-thickness septum polarizer / F. Dubrovka, S. Piltyay, O. Sushko, et al. // IEEE Ukrainian Microwave Week, Kharkiv, Ukraine, September 2020, pp. 135–138. DOI: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252583.
7. Dubrovka F. Circularly polarised X-band H11- and H21-modes antenna feed for monopulse autotracking ground station / F. Dubrovka et al. // IEEE Ukrainian Microwave Week, Kharkiv, Ukraine, September 2020, pp. 196–202. DOI: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252600.
8. Al-Amoodi K. A compact substrate integrated waveguide notched-septum polarizer for 5G mobile devices / K. Al-Amoodi, R. Marzavand et al. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2020. – Vol. 19, no. 12. pp. 2517–2521, 2021. DOI: 10.1109/LAWP.2020.3038404.
9. Piltyay S.I. Numerical performance of FEM and FDTD methods for the simulation of waveguide polarizers / S. I. Piltyay, A. V. Bulashenko, and Y. Y. Herhil // Visnyk NTUU KPI Serii A – Radiotekhnika Radioaparaturbuduvannia, vol. 84, pp. 11–21. March 2021. DOI: 10.20535/RADAP.2021.84.11-21.

Анотація

Представлені результати розробки перетворювача поляризації на прямокутному хвилеводі на металевій пластині із трьома сходинками. Створений прилад працює в X-діапазоні.

Ключові слова: пластинчатий поляризатор, діафрагма, штир, хвилевод.

Abstract

The results of development of the polarization converter on a rectangular waveguide on a metal plate with three steps are presented. The created device operates in the X-band range.

Keywords: polarization convertor with plate, diaphragm, post, waveguide.

КОМПАКТНИЙ УЛЬТРАШИРОКОСМУГОВИЙ ОПРОМІНЮВАЧ ДЗЕРКАЛЬНОЇ АНТЕНИ L-ДІАПАЗОНУ НА ОСНОВІ РЕШІТКИ З МОДИФІКОВАНИХ *BOW-TIE* ЕЛЕМЕНТІВ

Саратов Є.М. аспірант, Дубровка Ф. Ф. д.т.н. проф.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

Сучасні системи радіоелектронної розвідки та радіоелектронної боротьби вимагають створення багатодіапазонних антенних систем, здатних працювати в жорстких умовах експлуатації. Для забезпечення оптимальних тактико-технічних та економічних характеристик використовують дзеркальні антени.

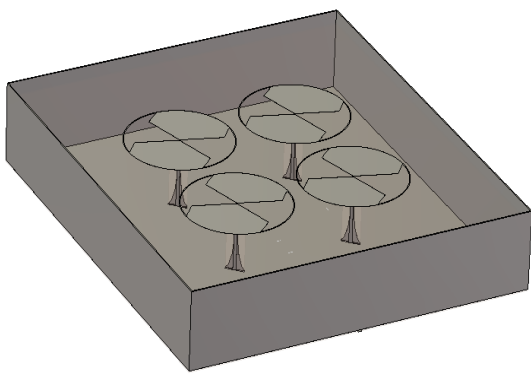


Рис. 1 — 3D модель опромінювача

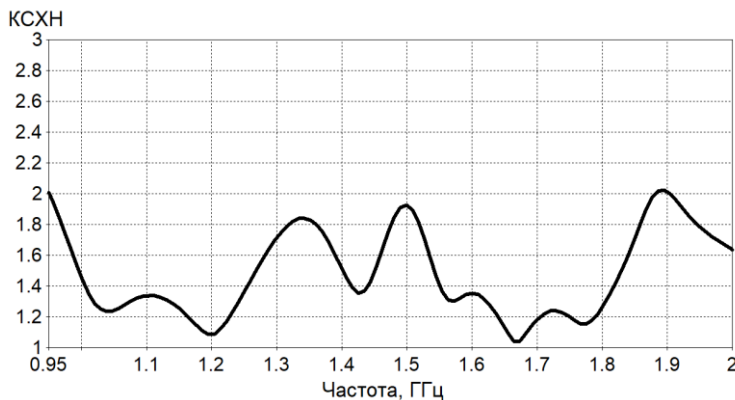


Рис. 2 — Частотна залежність КСХН опромінювача

Характеристики дзеркальної антени здебільшого залежать від опромінювача. Найчастіше опромінювачами слугують рупорні антени [1], однак в області низьких частот вони мають великі розміри. Тому актуальним є пошук інших технічних рішень для опромінювачів, які матимуть задовільні габаритні розміри і забезпечуватимуть потрібну ширину діаграми спрямованості за рівнем -10 дБ та її вісесиметричність.

У роботі запропоновано технічне рішення, засноване на антенній решітці, що складається з чотирьох модифікованих широкосмугових друкованих вібраторів типу *bow-tie* (рис. 1). Для забезпечення протифазного живлення вібраторів та їх розташування на відстані $\lambda/4$ від екрану (λ — довжина хвилі, що відповідає середній частоті робочого діапазону опромінювача) розроблено балансний-антибалансний трансформатор опору (*balun*), що перетворює 50 Ом вихідного опору подільника потужності Вілкінсона у 100 Ом на вході елемента решітки.

З метою покращення характеристик випромінювання та надійності опромінювача в його конструкцію введено допоміжні металеві бічні стінки.

Проведено електродинамічне моделювання опромінювача у середовищі CST MWS [2].

Оптимізовану частотну залежність КСХН опромінювача з урахуванням КСХН дільника потужності і балансного трансформатора опору в робочому діапазоні частот представлено на рис. 2. Видно, що КСХН не перевищує значення 2 в усьому робочому діапазоні частот.

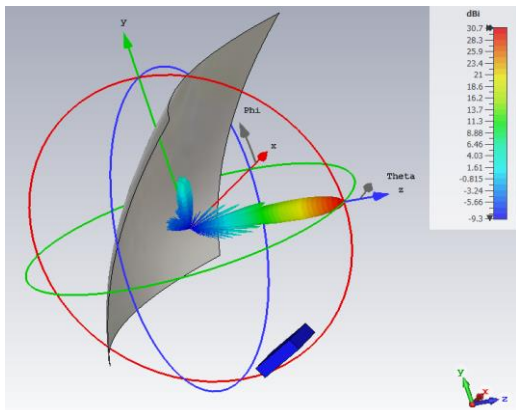


Рис. 4 — 3D Діаграма спрямованості дзеркальної антени

Частотні залежності ширин діаграм спрямованості на рівні -10 дБ в Е, Н і ортогональних діагональних площинах представлено на рис. 3. Наведені графіки свідчать про вісесиметричність діаграм спрямованості в середині робочого діапазону частот та задовільної розбіжності на краях діапазону.

Для розрахунку характеристик випромінювання офсетної дзеркальної антени з розробленим опроміню-

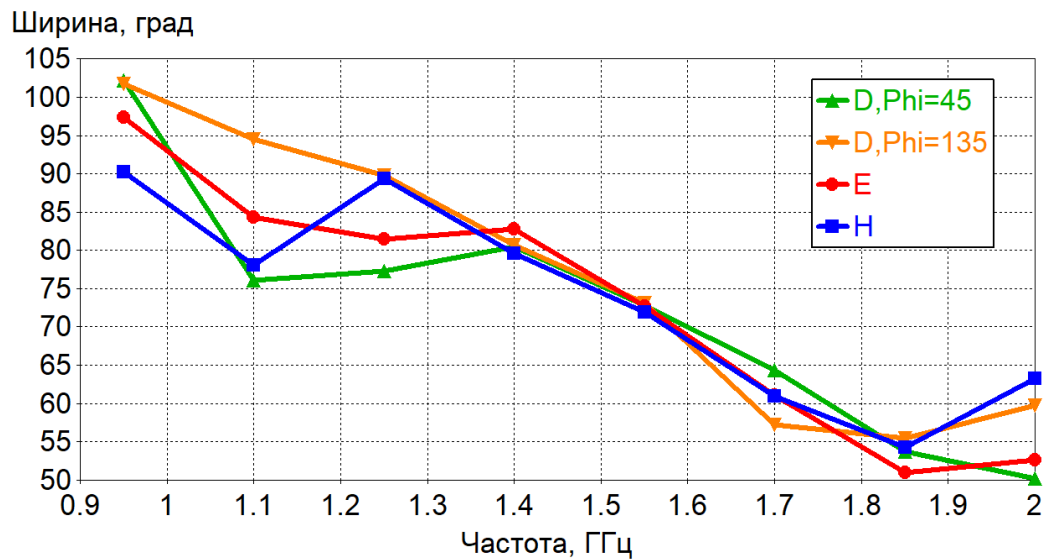


Рис. 3 — Частотна залежність ширин діаграми спрямованості у Е, Н і ортогональних діагональних площинах на рівні -10 дБ

вачем використано гібридний метод симуляції, в якому ближнє поле опромінювача, обчислене методом скінченних різниць у часовій області, використовується в якості джерела опромінення рефлектора, а характеристики випромінювання дзеркальної антени обчислюються методом інтегральних рівнянь. Такий підхід дає змогу значно зменшити час розрахунку дзеркальних антен, не втрачаючи точності. Загальний вигляд розробленої дзеркальної антени та її 3D діаграму спрямованості дзеркальної антени зображено на

рис. 4. Коефіцієнт підсилення змінюється від 26 до 31 дБ в робочому діапазоні частот.

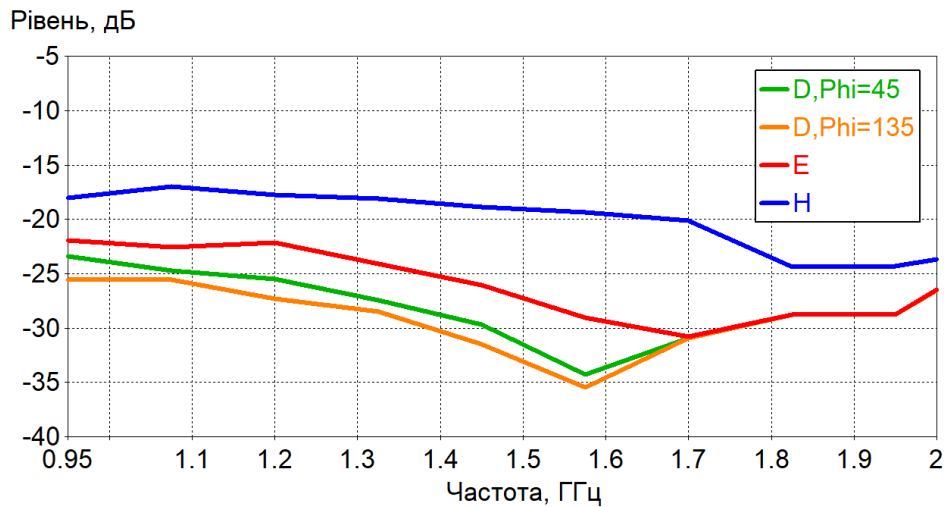


Рис. 5 — Частотна залежність рівня бічних пелюсток дзеркальної антени у E, H і ортогональних діагональних площинах

Таким чином, у роботі запропоновано та досліджено характеристики оригінального опромінювача рефлекторної антени. Досягнуто високі характеристики узгодження та випромінювання власне опромінювача та дзеркальної антени в цілому.

Перелік посилань

1. Olver A. D., Clarricoats P. J. B., Kishk A. A. Microwave Horns and Feeds/ A. D. Olver, P. J. B. Clarricoats, A. A. Kishk // The Institution of Electrical Engineers, IEEE Electromagnetic Waves. — 1994. — №39. — 483 p.
2. CST Microwave Studio. Режим доступу: <https://www.3ds.com/ru/produkty-i-uslugi/simulia/produkty/cst-studio-suite/>

Анотація

Наведено результати моделювання, чисельних досліджень та оптимізації характеристик оригінального ультра ширококутового опромінювача офсетної дзеркальної антени з похилою поляризацією, призначеної для роботи в діапазоні частот 0,95–2 ГГц. Опромінювач складається з чотирьох модифікованих дипольних випромінювальних елементів типу bow-tie, які через балансний-антибалансний трансформатор опору з'єднуються у решітку подільником потужності Вілкінсона. Також представлено результати розрахунку діаграм спрямованості офсетної дзеркальної антени з розробленим опромінювачем.

Abstract

The results of modeling, numerical research and optimization characteristics of the original ultra wide band feed of an offset reflector antenna with slant polarization, designed to operate in the frequency range 0.95–2 GHz, are presented. The feed consists of four modified dipole bow-tie radiating elements, which are connected to the array via balun by a Wilkinson power divider. Results of radiation patterns simulation of offset reflector antenna with the developed feed are also presented.

Секція 2. Інформаційні технології та телекомунікаційні системи.

Хмарні технології, інтернетречей, вбудовані системи, смарт системи, телекомунікаційні системи та мережі, теоретичні основи обробки та передачі інформації в телекомунікаційних системах, радіолокація, кібербезпека та захист інформації, системи штучного інтелекту, нейронні мережі..

Керівник секції: д.т.н., проф. Жук С. Я.

Секретар секції: Чмельов В. О.

ОГЛЯД МЕТОДІВ ВИЯВЛЕННЯ І ЛОКАЛІЗАЦІЇ МЛА

Сокольський С. О., Мовчанюк А. В., к.т.н., доцент

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

Малий безпілотний літальний апарат — повітряне судно без пілота, що дистанційно керується з землі, з борта іншого судна, або повністю автономне. Зараз все частіше фіксуються правопорушення при використанні МЛА: доставка контрабанди, бомб, напади на людей, несанкціонована зйомка заборонених територій тощо. Тому актуальною науково-технічною проблемою стає аналіз та визначення найефективнішого методу виявлення МЛА.

Існують три основні технічні прийоми детектування дронів — оптичний, радіолокаційний та акустичний.

Оптичні системи працюють у двох режимах. У пасивному режимі камера для сканування навколишнього простору, повертається на відповідний кут місця. При виявленні об'єкта з температурним контрастом сигнал з ІЧ сенсора камери спочатку подається на процесор, який визначає кутову неузгодженість між «істинним» об'єктом і його температурним аналогом, а далі на телевізійний канал нічного бачення. Кутіві координати «істинного» об'єкта передаються на зовнішній пристрій. У разі відсутності інформації про «істинне» положення МЛА, у зовнішній пристрій видаються кутові координати об'єкта з температурним контрастом. Режим активного сканування включає в себе підсвічування атмосфери лазерним випромінюванням, прийом його відбиття від МЛА та використання аналітичної системи. При застосуванні систем оптичної локації з камерами високої розділової здатності формуються зображення об'єктів, після обробка яких виділяються ділянки відповідні малим літальним апаратам [1]. Дальність виявлення оптичними системами дрону «DJI Mini 2 Fly» визначається за виразом [2]:

$$R_{opt} = \sqrt{\frac{B_{\lambda} S_{\zeta} k_{\zeta} S_{np} \Delta\lambda \tau_{np} \tau_{сер}}{4\pi P_{пор0}}} = 230 \text{ м} \quad (1)$$

де B_{λ} — спектральна щільність випромінювання поверхні МЛА за рахунок освітлення її сонцем; S_{ζ} — ефективна поверхня відбиття цілі; k_{ζ} — коефіцієнт відбиття поверхні цілі; S_{np} — ефективна площа об'єктива, на яку падає випромінювання; $\Delta\lambda$ — смуга пропускання оптичного фільтра; $P_{пор0}$ — порогова чутливість приймального пристрою; τ_{np} , $\tau_{сер}$ — коефіцієнти пропускання приймального пристрою і відповідно середовища.

Для збільшення імовірності детектування МЛА у нічний час, зазвичай використовують тепловізійні камери. У цьому випадку зображення формуються в ІЧ діапазоні електромагнітних хвиль. Дрони можливо виявити за їх випромінювальною здатністю, контрастом та площею випромінювання. Основне тепло виділяється силовою установкою МЛА, в меншому ступені електронними компонентами, а також точками гальмування на несучих

краях крил, пропелерів і гвинтів. Максимальна дальність виявлення МЛА «DJI Mini 2 Fly» пасивними ІЧ системами, визначають за виразом [2]:

$$R_{IЧ} = \sqrt{\frac{S_{u_{iч}} S_{np_{iч}} \tau_{np_{iч}}}{P_{пор_{iч}}} \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \tau_{ср_{iч}}(\lambda) \cdot J_{с.т.}(\lambda) d\lambda} = 71.5 \text{ м} \quad (2)$$

де $S_{u_{iч}}$ – площа проекції МЛА на картинну площину, перпендикулярну напрямку спостереження цілі; $S_{np_{iч}}$ – ефективна площа приймальної апертури ІЧ пристрою; $\tau_{np_{iч}}$ – коефіцієнти пропускання приймального пристрою; $P_{пор_{iч}}$ – порогова чутливість приймального пристрою; λ_1, λ_2 – межі спектрального діапазону приймального пристрою; $\tau_{ср}$ – спектральний коефіцієнт пропускання середовища.

Радіолокаційний метод буває двох видів — активна і пасивна радіолокація. *Активний* метод радіолокації є досить ефективним, оскільки має великий імпульсний об'єм пошуку, а також значну дальність виявлення. При використанні цього методу РЛС випромінює зондуєчий сигнал, який відбивається від МЛА та надходить на приймач станції. Далі відбувається аналізу сигналу, звідки визначаються просторові координати та дальність знаходження дрону. При використанні *пасивної* радіолокації засоби радіотехнічної розвідки виявляють МЛА шляхом приймання та аналізу сигналів, які випромінюються радіозасобами, що розташовані безпосередньо на борту дрону, наприклад, для встановлення зв'язку з пультом керування або для отримання навігаційної інформації тощо. Дальність виявлення «DJI Mini 2 Fly» активною РЛС можна визначити за таким виразом [3]:

$$R_{РЛС_{акт}} = \sqrt[4]{\frac{P_{пер} G_{пер} G_{пр} \lambda^2 \sigma_{МЛА}}{(4\pi)^3 P_{пор_{РЛС}}} = 9365 \text{ м} \quad (3)$$

де $P_{пер}$ – потужність передавача; $G_{пер}$ – коефіцієнт підсилення передавальної антени; $G_{пр}$ – коефіцієнт підсилення приймальної антени; $\sigma_{МЛА}$ – ЕПР МЛА; $P_{пор_{рлс}}$ – порогова потужність сигналу на вході приймача РЛС.

Акустичний метод виявлення малих літальних апаратів полягає в прийомі акустичного сигналу, який випромінюється через обертання несучих гвинтів дронів, їх двигунів, а також шумів механічного походження.

Дальність виявлення акустичного сигналу для «DJI Mini 2 Fly» [4]:

$$R_{акуст} = \sqrt{\frac{I_c}{q^2 I_u}} \cdot r_c = 75 \text{ м} \quad (4)$$

де I_c, I_u – інтенсивність сигналу та завади на вході приймача; q – відношення сигналу до завади; α – коефіцієнт поглинання звуку в повітрі; r_c – відстань, для якої визначено акустичний тиск випромінювання.

Висновки. Оптичний метод значно залежний від факторів оточуючого середовища. Він використовується у світлу пору доби для підвищення розділової здатності камер спостереження. Перевагами цього виду детекції є:

виявлення МЛА, що не мають радіочастотної передачі, пасивність та низька вартість оптичних датчиків, максимальна дальність виявлення дронів. Основними недоліками є: залежність відстані детекції від розмірів, та матеріалу корпусу МЛА, погодних умов, доби дня та вузької зони огляду.

Інфрачервоний метод виявлення має схожі переваги та недоліки з оптичним, але використовується вночі та має малу дальність виявлення цілі.

Перевагами методів із використанням радіолокаційних систем є: найбільша дальність виявлення МЛА, кут огляду 360°, ефективність роботи вдень та вночі, найдетальніша інформація про об'єкт. Але РЛС «сліпі» у ближній зоні та неефективні, якщо дрон летить у режимі «радіомовчання».

Плюсами акустичного методу є: площа огляду 360°, пасивність та низька вартість датчиків, а також їх незалежність від оточуючого рельєфу. З мінусів можна виділити вплив фонових шумів оточуючого середовища та невисоку дальність виявлення малих літальних апаратів.

Для ефективного виявлення МЛА потрібні комбіновані системи, які надають дані, одночасно отримані від декількох різних типів датчиків. РЛС необхідні для виявлення дронів на великих відстанях до об'єктів, а для захисту «ближньої зони» пропонується встановити оптичні та ІЧ сенсори або акустичні датчики. Але оскільки МЛА мають невисокий рівень ІЧ випромінювання та радіолокаційних сигнатур, то актуальним питанням на сьогоднішній день стає розробка систем детекції за допомогою акустичних сигналів з великою максимальною відстанню виявлення до цілі.

Перелік посилань

1. Kloet N., Watkins S., Clothier R. Acoustic signature measurement of small multi-rotor unmanned aircraft systems // International Journal of Micro Air Vehicles. RMIT University, Melbourne, Australia, 2017. Vol. 9(1). pp. 3-14.

2. Ю. Г. Даник. Аналіз ефективності виявлення тактичних безпілотних літальних апаратів пасивними та активними засобами спостереження / Ю. Г. Даник, М. В. Бугайов // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем. - 2015. - Вип. 10. - С. 5-20

3. Ширман Я. Д. Теоретические основы радиолокации / Я. Д. Ширман. – М. : Сов. радио, 1970. – С. 235–240.

4. Козерук С.О. Виявлення малих літальних апаратів за акустичним випромінюванням / Козерук С.О., Коржик О.В. // Вісник НТУУ «КПІ». Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. — 2009 — №76. — С. 15—20.

Анотація

Розглянуто основні методи виявлення МЛА, їх переваги та недоліки.

Ключові слова: Дрон, МЛА, детекція.

Annotation

The main methods of detection of small UAV, their advantages and disadvantages are considered.

Keywords: Drone, small UAV, detection.

ОСОБЛИВОСТІ ПОЄДНАННЯ RAID-МАСИВІВ З ФАЙЛОВУЮ СИСТЕМОЮ WAFL

Логвиненко Б. Д., Войцех С. І.

Національний технічний університет «Дніпровська політехніка», Дніпро, Україна

Стрімкий розвиток інформаційних технологій робить актуальними проблеми зберігання великих обсягів інформації. Разом з цим зростає потреба у підвищенні швидкості операцій читання/запис та надійності зберігання інформації. Для цього використовуються RAID-масиви (Redundant Array of Inexpensive Disks) — надлишкові масиви з недорогих дисків. Це технологія віртуалізації даних для об'єднання декількох фізичних дискових пристроїв в логічний модуль для підвищення відмовостійкості і продуктивності [1].

Принцип функціонування RAID-системи полягає в створенні масиву з набору дискових накопичувачів, який управляється апаратним або програмним контролером і визначається комп'ютером як єдиний логічний диск великої місткості. Підвищення швидкодії системи забезпечується за рахунок паралельного виконання операцій читання/запис, а підвищена надійність зберігання інформації досягається дублюванням даних, обчисленням бітів парності, використання алгоритму виправлення помилок (код Хеммінга, код Ріда-Соломона). Застосування RAID-масивів захищає від втрат даних в разі фізичної відмови жорстких дисків (крім RAID 0) [2, 3].

Парність — це метод організації даних, що базується на записі сегментів інформації із різних компонентів RAID до виділеного компоненту або просто до інших компонентів масиву. Парність дозволяє підвищити відмовостійкість накопичувача: у разі виходу з ладу будь-якого диска його вміст можна відтворити на резервному накопичувачі за допомогою даних із решти дисків.

Код Ріда-Соломона — алгоритм виправлення помилок, що дозволяє підвищити надійність сховища та дозволяє йому витримувати одночасну відмову двох накопичувачів. Цей алгоритм використовується в RAID 6.

Кожен з рівнів RAID використовує унікальні метод запису даних на диски зі своїми перевагами і недоліками.

– RAID 0 — це дисковий масив без надлишковості. Інформація розбивається на блоки, які одночасно записуються на окремі диски, що забезпечує підвищення продуктивності. Але поломка одного диска призводить до втрати всієї інформації.

– RAID 1 — дисковий масив з дзеркалюванням даних. Інформація дублюється на кожному з дисків, завдяки чому забезпечується відмовостійкість. Але дисковий простір використовується найменш ефективно.

– RAID 2 — відмовостійкий дисковий масив з використанням коду Хе-

ммінга для корекції помилок. Потік даних розбивається на слова. Для кожного слова обчислюється код корекції помилок, який записується на диски, виділені для зберігання контрольної інформації. Але множинні запити оброблюються повільно і дисковий простір використовується не ефективно.

– RAID 3 — відмовостійкий дисковий масив з паралельною передачею даних і парністю. Потік даних розбивається на рівні фрагменти побайтно і записується одночасно на всі диски масиву, крім одного, який призначений для зберігання контрольних сум, що обчислюються при запису даних. Але поломка контрольного диска масиву призводить до втрати інформації.

– RAID 4 — відмовостійкий масив незалежних дисків із загальним диском парності. Потік даних поділяється на рівні блоки інформації, кожен з яких записується на окремий диск. Після запису групи блоків обчислюється контрольна сума, яка записується на виділений для цього диск. RAID 4 має високі характеристики за швидкістю читання інформації, але низьку продуктивність при записі.

– RAID 5 — відмовостійкий масив незалежних дисків з розподіленою парністю. Блоки даних і контрольні суми циклічно записуються на всі диски масиву, відсутній виділений диск для зберігання інформації парності. RAID 5 має високу продуктивність при інтенсивному навантаженні, але вона падає при роботі з малими об'ємами даних.

– RAID 6 — це відмовостійкий масив незалежних дисків з розподілом контрольних сум, обчислених двома незалежними способами. Цей рівень схожий з RAID 5, тільки в ньому використовується не одна, а дві незалежні схеми контролю парності, що дозволяє зберігати працездатність системи при одночасному виході з ладу двох накопичувачів в масиві. Але RAID 6 має найменшу продуктивність в порівнянні з іншими масивами [2, 3].

Окремо можна виділити RAID TEC – це відмовостійкий масив незалежних дисків з розподілом контрольних сум, обчислених трьома способами. Даний тип RAID-масиву розроблений і запатентований компанією NetApp. Він забезпечує найвищу відмовостійкість серед всіх масивів (крім RAID 1) – до трьох дисків в масиві. Використання даного масиву є ефективним в поєднанні з файловою системою WAFL [4, 5, 6].

WAFL – файлова система, принцип роботи якої полягає в тому, що одного разу записаний блок даних в складі файлу надалі не буде перезаписано, він може бути тільки видалений. Необхідні зміни вмісту записаного файлу «дописуються» до нього на вільний простір файлової системи.

Перевари файлової системи WAFL:

- випадкові операції запису/читання перетворюються в послідовні;
- ефективна організація знімків файлової системи (копія файлів і каталогів файлової системи на певний момент часу) [7].

Враховуючи особливості файлової системи WAFL, вона може бути використана для зберігання диференціальних резервних копій, коли в резервну копію вносяться лише зміни в файлах, а не створюється повна нова копія.

Поєднання з RAID TEC забезпечує високу відмовостійкість системи зберігання даних. Завдяки перетворенню операції запису/читання в послідовні значно збільшується продуктивність масиву, а поєднання масивів RAID TEC в RAID TEC0 може значно збільшити продуктивність цілої системи.

Перелік посилань

1. Raid-масиви і їх класифікація. СПК [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://wiki.cuspu.edu.ua/index.php/Raid-масиви_і_їх_класифікація._СПК.
2. Все про RAID Призначення, рівні і їх особливості [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.posluga.zp.ua/vse-o-raid-naznachenie-urovni-i-ih-osobennosti/>.
3. Організація даних на RAID та особливості відновлення даних [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.ufsexplorer.com/uk/articles/storage-technologies/raid-data-organization.php>.
4. Сравнение типов RAID, используемых в серверах и СХД [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://altastor.ru/tech/raid/>.
5. RAID-TEC [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://itglobal.com/ru-ru/company/glossary/raid-tec/>.
6. NetApp, Inc. United States Patent US7640484B2 Triple parity technique for enabling efficient recovery from triple failures in a storage array / Peter F. Corbett. / AtulGoel., 2009.
7. Файловая система NetApp — WAFL [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.itc.by/data-storage-systems/netapp-storage/netapp-technologies/>.

Анотація

Розглянуто особливості масивів RAID 0 – RAID 6 та їх принципові відмінності від RAID TEC. Показано, що масив дисків RAID TEC в поєднанні з файловою системою WAFL може забезпечити кращі показники надійності і продуктивності.

Ключові слова: RAID, NetApp, WAFL, резервна копія, файлова система.

Abstract

Features of RAID 0 – RAID 6 arrays and how they are fundamentally different from RAID TEC are considered. It is shown that an array of RAID TEC drives in combination with a WAFL file system can provide better reliability and performance.

Keywords: RAID, NetApp, WAFL, backup, file system.

ШВИДКЕ І ЕФЕКТИВНЕ ПОЛІПШЕННЯ ЯКОСТІ ЗОБРАЖЕННЯ ЗА ДОПОМОГОЮ ЗГОРТКОВОЇ НЕЙРОННОЇ МЕРЕЖІ

Лащевська Н. О., Недзельський О. Ю.

*Національний технічний університет України «Київський політехнічний
інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна*

Цифрове оброблення багатовимірних сигналів є класичною проблемою, яка включає в себе роздільну здатність і поліпшення зображень, після чого вхідне зображення перетворюється у вихідне зображення з потрібним розширенням, кольором або стилем [1].

При вирішенні задач розпізнавання і класифікації зображень застосовується багатошаровий перцептрон. Така структура нейронної мережі викликає певні труднощі в процесі оброблення складних сигналів. Зображення, як правило, мають велику розмірність, внаслідок чого зростає число нейронів і синаптичних зв'язків у мережі. У свою чергу, це вимагає збільшення навчальної вибірки, внаслідок чого збільшується час і обчислювальна складність процесу навчання. Топологія вхідних даних ігнорується. Компоненти вхідного шару можуть бути представлені в будь-якому порядку, без урахування мети навчання. Однак зображення мають строгу двовимірну структуру, в якій існує залежність між просторово-сусідніми пікселями. Від цих недоліків вільні так звані згорткові нейронні мережі, які являють собою особливий клас багатошарових перцептронів, спеціально створених для розпізнавання двовимірних поверхонь з високим ступенем інваріантності до масштабування, зсуву, повороту, зміни ракурсу та інших просторових спотворень.

Дослідження що ґрунтуються на концепції згорткових нейронних мереж CNN (convolutional neural networks), з'явилися ще у 60-х роках минулого століття. Проте тоді вони не змогли бути успішно використаними на практиці через брак обчислювальних потужностей та обмеженість даних для навчання. Застосування CNN-типу отримало нове життя знову лише років десять назад. З цього часу було розроблено велику кількість архітектур згорткових мереж та підходів для обробки даних.

Сьогодні для покращення якісних характеристик багатовимірних сигналів (зображень) широко використовують згорткові нейронні мережі (CNN) [2].

Згорткова нейронна мережа (CNN) – тип багатошарової нейронної мережі, яка свою назву «згорткова мережа» отримала за назвою операції – згортка (convolution), вона часто використовується для обробки зображень і може бути описана наступною формулою:

$$(f \times g)[m, n] = \sum_{k,l} [m - k, n - l] \cdot g[k, l],$$

де f – вихідна матриця зображення; g – ядро (матриця) згортки.

Ідея згорткових нейронних мереж полягає в чергуванні згорткових шарів (англ. convolution layers) і субдискретизуючих шарів (англ. subsampling layers, верств підвибірки). Структура мережі – односпрямована (без зворотних зв'язків), багатошарова (рис. 1).

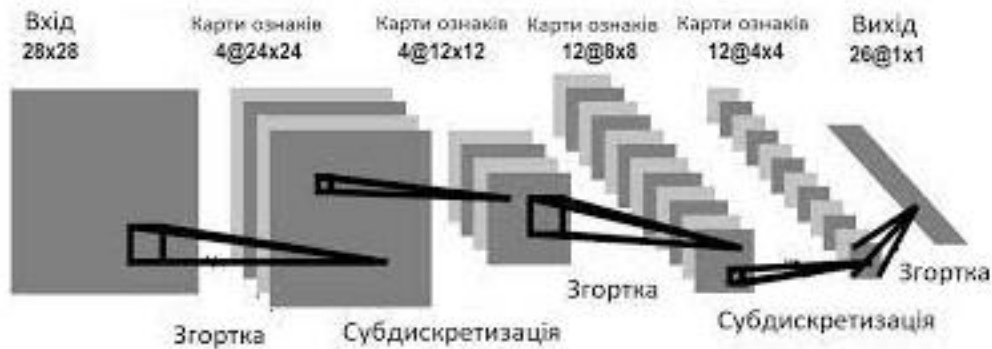


Рисунок 1. Структура CNN

Більшість методів створення, навчання та роботи CNN спрямовані на поліпшення лише таких якісних показників оцінки зображення як пікове співвідношення сигнал/шум і середнє значення ваг зв'язків без будь-якого врахування часу оброблення. В наслідок цього навіть до комп'ютерів високого класу потужності пред'являються високі обчислювальні вимоги, не кажучи вже про мобільні пристрої.

Щоб прискорити роботу згорткових нейронних мереж, коли мова йде про мобільні пристрої, в статті [3] було запропоновано метод, який одночасно виконує просторову згортку в кожному каналі та лінійну проекцію на канали - швидко та ефективно підвищення якості (FEQE - fast and efficient quality enhancement). Метод FEQE дозволив зменшити час обробки та більшу точність.

Архітектура FEQE представлена на рис.2. FEQE є швидким та ефективним методом. Переваги даного методу полягають в наступному:

- FEQE метод виконує більшість своїх обчислень у просторі з низькою роздільною здатністю, що значно спрощує обчислювальні операції;
- кількість каналів, що використовуються в залишкових блоках, невелика, що дозволяє мережі бути глибшою в стільки разів в скільки разів зменшується кількість каналів.
- FEQE виконує зменшення дискретизації, що не призводить до втрати інформації.

FEQE може застосовуватися для вирішення різних завдань, таких як формування зображення, сегментація, передача стилю і поліпшення якості зображення.

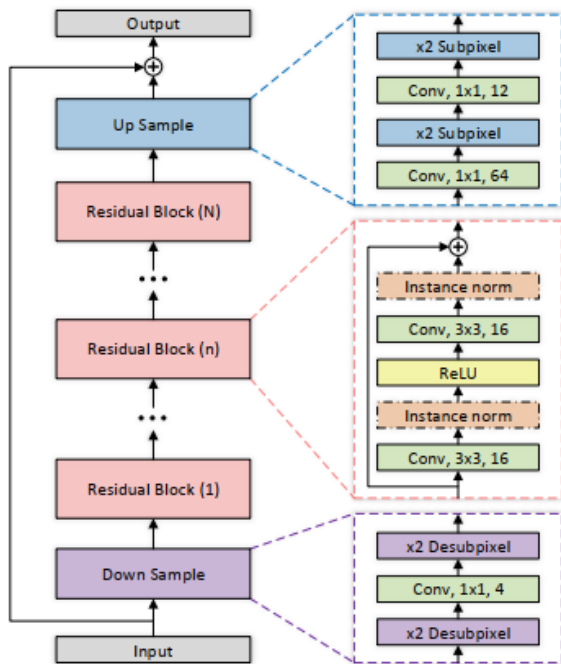


Рисунок 2. Архітектура пропонованого FEQE

Оскільки мова йде про роботу CNN в мобільних пристроях, які мають обмежений обчислювальний ресурс, то слід також врахувати і обмеження, які накладаються використання методу FEQE. Так, наприклад, під час покращення зображення, коли вхідне зображення виконано з поганим освітленням, FEQE не може покращити яскраві кольори.

В подальшому планується провести експериментальні дослідження на стандартних контрольних наборах даних з використанням

FEQE.

Перелік посилань

1. Гонсалес Р. Цифрова обробка зображень / Р.Гонсалес, Р. Вудс . – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
2. LeCun Y., Y. Bengio Convolutional Networks for Images, Speech, and Time-Series, in Arbib, M. A. (Eds), The Handbook of Brain Theory and Neural Networks, 1995.
3. Thang Vu Fast and Efficient Image Quality Enhancement via Desubpixel Convolutional Neural Networks / Thang Vu, Cao V. Nguyen, Trung X. Pham etc. // ECCV 2018 Workshops pp.243-259

Анотація

В роботі розглянуто використання згорткових нейронних мереж для вирішення завдань обробки зображень. Розглянуто архітектуру згорткової нейронної мережі, яка використовується для поліпшення якості зображень та збільшення швидкості обробки, що називається швидким і ефективним поліпшенням якості (fast and efficient quality enhancement - FEQE) та дозволяє виконати навчання мережі для вирішення різних завдань, таких як формування зображення, сегментація, передача стилю і поліпшення якості зображення. Використання методу FEQE не потребує великих обчислювальних потужностей, що дозволяє його використовувати і в мобільних пристроях.

Annotation

The paper considers the use of convolutional neural networks to solve image processing problems. The architecture of convolutional neural network is used, which is used to improve image quality and increase processing speed, which is called fast and efficient quality enhancement (FEQE) and allows you to perform network training to solve various tasks such as image formation, segmentation, transfer style and improve image quality. Using the FEQE method does not require large computing power, which allows it to be used in mobile devices.

ПОРІВНЯЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА АНАЛОГОВОЇ ТА ЦИФРОВОЇ ТЕЛЕФОНІЇ

Павленко Є. В.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м.Київ, Україна

На перших етапах становлення телефонія була аналогова і телефонний апарат перетворював звукові коливання (аналогові сигнали) в коливання електричного струму, який передавався по мідному проводу. Підключення абонентів відбувалось через мережу PSTN (Public Switched Telephone Network), яку ще називають телефонною мережею загального користування (ТМЗК). Дана мережа може бути організована з використанням оптоволокна, технологій ISDN чи Ethernet, або ж POTS – найрозповсюдженіший варіант використання звичайної класичної телефонної системи на базі аналогової мідної лінії. Приблизна схема підключення абонента по звичайній телефонній лінії виглядає наступним чином: з боку АТС встановлюють телефонний модуль на базі FXS інтерфейса, на стороні користувача (наприклад, офіса або будинка) встановлюється телефонний апарат з використанням інтерфейсу FXO, а також сам модуль номеронабирача. Зовнішній вигляд обох портів не відрізняється, вони мають звичайні роз'єми стандарту RJ-11, але при покладеній трубці напруга на FXS завжди буде в районі 48-60В і 6-15В під час розмови, тоді як на FXO, якщо порт не підключений до лінії, напруга завжди буде рівна нулю. На боці провайдера, для передачі даних по телефонній лінії використовується SLIC модуль (Subscriber line interface circuit), а на стороні абонента – DAA модуль (Direct Access Arrangement) [1].

Перед початком розмови, телефонна мережа з комутацією каналів встановлює зв'язок між абонентськими пристроями за допомогою сигнального протокола. Незалежно від того, розмовляє чи мовчить абонент під час з'єднання мережа на базі комутації каналів (звичайні аналогові телефонні мережі) для кожної телефонної розмови потребує виділений канал. У цьому випадку, на найближчу АТС передається аналоговий сигнал шириною 3.1 кГц, тут відбувається його мультіплексування з сигналами, які надходять від інших абонентів, що підключені до даної АТС, далі груповий сигнал передається мережею міжстанційних каналів і після досягнення АТС призначення сигнал демультіплексується і доходить до адресата [2].

Таким чином, один із основних недоліків класичної телефонної мережі являється неефективне використання полоси каналу: під час пауз у розмові канал не несе ніякого корисного навантаження [2,3]. Також, недоліки аналогових ліній проявляються в чутливості аналогових сигналів до затухань, шумів і перехрестних наведень. Перш за все, це зв'язано із середовищем передачі – мідними провідниками. При несприятливих обставинах, сигнал

може бути повністю втрачений, що безумовно впливає на якість обслуговування абонентів. Також, аналогові сигнали не забезпечують захисту переговорів, що також являється недоліком у сучасному інформаційному суспільстві. Крім того, аналогова телефонія априорі не може забезпечити високошвидкісну передачу голосу, а також не може передавати ніяких даних (відео, графіку або текст), крім звукових коливань, до того ж, вона має обмежену полосу пропускання. Навіть з самою широкою полосою пропускання вона не може конкурувати з тими можливостями, які надає найпростіша цифрова передача, базова ширина пропускання якої – 64 кбіт/с. Це значення перевищує можливості будь-яких аналогових каналів [4].

До основних переваг традиційної телефонії можна віднести порівняно низьку вартість реалізації для підключення невеликої кількості абонентів (1000), але зі збільшенням кількості їх підключення дана перевага втрачається внаслідок чого, для створення великих систем телефонного зв'язку більш рентабельніше використовувати IP телефонію [5].

На відміну від аналогової, в цифровій телефонії використовується пакетна передача даних і для зв'язку двох абонентів вже не потрібно резервувати лінії між АТС, дані (розмова) передаються в пакетах тільки тоді, коли вони насправді є, в інший же час канал можна використовувати для передачі даних інших абонентів. До того ж, окрім голосу тепер по каналам можна передавати й інші дані: відео, графіку, текст тощо. Обмежуючим фактором цифрової лінії зв'язку являється ширина полоси пропускання трафіка і втрати при комутації пакетів. Крім того, не дивлячись на те, що голос в цифрових мережах між комутаторами передається в цифровому вигляді, абонентські закінчення залишаються, в основному, аналоговими. Тому на даний момент, цифрова технологія не може бути використана в повній мірі.

Одним із найвагомішим недоліком мереж з комутацією пакетів являється відсутність гарантованої пропускну здатності, гарантованої доставки пакетів. При маршрутизації пакета обирається найоптимальніший на даний момент маршрут і для кожного пакета одного й того самого потоку даних він може бути різним. Плюс, для того, щоб передати голос по мережі, його потрібно закодувати, тому в залежності від алгоритмів кодування, а також внаслідок перегруженості мережі, пакети можуть приходити невчасно або не в тій послідовності.

Таким чином, затримку мережі передачі можна скомпенсувати розширенням каналів для пропуску трафіка і зменшенням кількості маршрутизаторів, а затримки при кодуванні інформації можна зменшити шляхом оптимізації алгоритмів обробки і перетворення голосу, за що відповідають кодекси. Також, для вирішення проблеми затримки пакетів можна розширити канал передачі даних. Але в цьому випадку не має гарантії, що об'єм трафіку знов не підвищиться і навіть виділеного об'єму каналу може не вистачити так як по мережі можуть передаватись пакети з інформацією будь-якого роду: відео, графіка, текст.

Для компенсації різниці в часі при надходженні пакетів використовують так звані «джитер» – тимчасове сховище пакетів. Він створюється на стороні прийому і виконує функцію буферу. Його безпосередньою задачею являється збір пакетів в правильному порядку на підставі заголовків, що видає кодек на стороні відправника при кодуванні і передати їх в правильному порядку з правильними інтервалами кодеку на стороні отримувача. Розмір буфера задається вручну на приладі, який приймає сигнал або ж він сам розраховує його, враховуючи завантаженість мережі.

Перелік посилань

1. Компания Promwad IP-телефония: от медных проводов до цифровой обработки сигнала [Електронний ресурс] // Хабр [веб-сайт] [2013]. – Режим доступу: <https://habr.com/ru/company/promwad/blog/188336/>
2. Planet Networking & Communication, Учебник по IP-телефонии / – 2004 – 8-133 с.
3. Чулков Л.В, Хабаров С. П. Использование Wireshark для анализа стека протоколов IP-телефонии / Л.В. Чулков, С. П. Хабаров // Информационные системы и технологии: теория и практика – 2021. – ISSN: 2070-8963 – 161-171 с.
4. Полугина Ю. К. IP-телефония - составная часть современных мультисервисных сетей: возникновения и перспективы развития / Ю. К. Полугина // Сборник научно-исследовательской конференции студентов и аспирантов “IT: ВЧЕРА, СЕГОДНЯ, ЗАВТРА” – 2016. – ISBN 978-5-9509-0209-3 – 223-230 с.
5. Багдасарян Р.Х., Черкашин А.Р. Способы и средства защиты информации от утечки по техническим каналам / Р.Х., Багдасарян, А.Р. Черкашин // Сборник научных статей КВВАУЛ им. А.К. Серова – 2018. – ISBN 978-5-91718-534-7 – 366-367 с.

Анотація

В даній статті представлена порівняльна характеристика аналогової і цифрової телефонії. Розглянуто особливості функціонування, переваги та недоліки обох технологій, запропоновані можливі шляхи покращення.

Ключові слова: Аналогова телефонія, цифрова телефонія, переваги, недоліки.

Abstract

This article presents a comparative description of analog and digital telephony. It is considered features of functioning, advantages and disadvantages of both technologies, suggested possible solutions.

Keywords: Analog telephony, digital telephony, advantages, disadvantages.

КОНТРОЛЛЕР МІКРОКЛІМАТУ ДЛЯ ТЕРАРІУМІВ

Бруско А. В., студент; Мирончук О. Ю., PhD

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

Для багатьох цілком звично мати вдома кішку, собаку чи гризуна, але не лише вони входять до списку домашніх улюбленців. Ними можуть бути також земноводні і плазуни. Догляд за цими тваринами також специфічний, як і умови їх проживання, що продиктовані середовищем, в якому вони проживають у природі. Однак клімат усередині житлових будинків помітно відрізняється від звичного для тварин, саме тому їх поміщають у тераріуми – скляні бокси, де є все необхідне для улюбленців.

Мікроклімат усередині тераріуму це також важлива умова, дотримання якої добре вплине на здоров'я тварини. Тому при аналізі наявних рішень, що можуть забезпечити контроль за показниками середовища виявилось, що наявні у продажі пристрої здебільшого виконують обмежений функціонал, а саме моніторинг та підтримка температури, або моніторинг вологості. Існують рішення, що забезпечують виключно моніторинг, проте одразу кількох параметрів. Їх недоліком є те, що підтримання умов залишається у ручному режимі, тобто напряду залежить від людини.

Враховуючи наявні умови було вирішено розробити пристрій, що підтримуватиме необхідні умови усередині тераріуму з мінімальним втручанням людини. Виокремимо необхідні вимоги до пристрою:

- 1) здійснює постійний моніторинг температури;
- 2) здатен коригувати температуру згідно з заданими межами;
- 3) здійснює постійний моніторинг вологості повітря;
- 4) здатен впливати на вологість, або вчасно попереджувати про необхідність зробити це вручну;
- 5) здатен автоматично вмикати освітлення та керувати його інтенсивністю.

Останньою функцією, яку потрібно забезпечити – харчування тваринки. Проте раціоном є здебільшого живі комахи, тому їх порційна видача вимагатиме складної механічної конструкції, що значно збільшить вартість кінцевого виробу. Вважатимемо цю функцію зайвою та такою, що здійснюється виключно людиною.

Задля забезпечення вказаних вимог було вирішено використати ESP8266 – мікроконтролер китайського виробника Espressif з інтерфейсом Wi-Fi. Даний виріб добре себе зарекомендував як універсальна платформа для конструювання IoT проєктів, та здобув велику популярність у аматорів та професійних розробників embedded систем. Його головна властивість, Wi-Fi інтерфейс, використаний для зручної комунікації з мобільним додатком на телефоні користувача. Для цього було вирішено скористатись ПЗ

Blynk – універсальна платформа IoT, що дозволяє пов’язувати смартфон та створений пристрій, для обміну інформацією та командами, оминаючи складність налаштування власного серверу та особливості комунікації через мережу інтернет.

Для керування периферією, а саме: світлодіодними стрічками денного та ультрафіолетового світла, вентилятором та нагрівальним пристроєм, вирішено використовувати транзистори (це дозволить змінювати яскравість з використанням ШІМ) та механічні реле (з їх допомогою нагрівальні пристрої комутуються безпосередньо з побутовою електромережею).

Для моніторингу температури та вологості використовується цифровий датчик DHT22 (також відомий як AM2302), оскільки забезпечує точність вимірювання температури в 1°C, та вологості в 0.1%RH.

На рис. 1 зображена структурна схема пристрою.



Рисунок 1 — структурна схема пристрою

Описана вище структурна схема є універсальною та масштабованою. Це дає змогу персоналізувати контроль, залежно від потреб тварини та параметрів тераріуму, а саме:

- 1) замір параметрів однієї, двох та більше зон усередині та ззовні тераріуму;
- 2) створення локальних температурних зон;
- 3) імітація різного типу освітлення водночас або за графіком;

Додаток Blynk використовується для відображення інформації, отриманої з датчиків пристрою. Знімок екрану одного з можливих варіантів оформлення зображено на рис. 2. Також з головної панелі проекту є можливість керувати компонентами пристрою, зокрема освітлювальними та нагрівальними

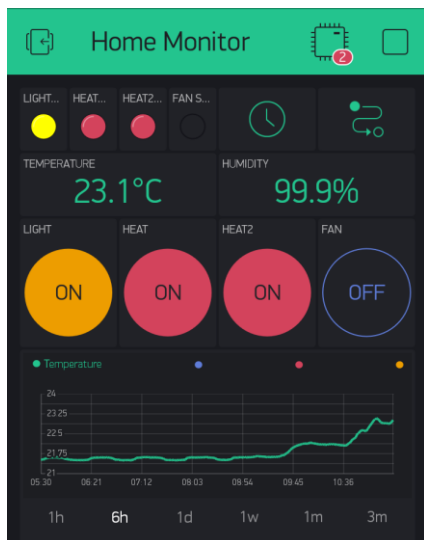


Рисунок 2 — вигляд головної панелі

приладами. Додаток надає можливість налаштувати панель за власним вподобанням та вивести всю необхідну інформацію у зручному вигляді.

Отже, запропонований функціональний пристрій для створення необхідного клімату для домашніх тварин усередині тераріуму. Його головною перевагою є можливість конфігурації від звичайного моніторингу, до активного контролю з високою точністю та доступністю. Завдяки зв'язку зі смартфоном користувача, цей пристрій дозволяє у будь-який момент та з будь-якого місця оцінити показники середовища, і за необхідності скоригувати їх.

Перелік посилань

1. Офіційна документація ESP8266 від Espressif [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://www.espressif.com/en/products/modules/esp8266> – Назва з екрану.
2. Документація цифрового датчика вологості та температури DHT22 [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Sensors/Temperature/DHT22.pdf> – Назва з екрану.
3. Домашня сторінка IoT проекту Blynk [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://blynk.io/> – Назва з екрану.
4. Клімат-контроль у тераріумі [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://ua.waykun.com/articles/klimat-kontrol-v-terariumi-dlja-cherapahi.php> – Назва з екрану.

Анотація

Проаналізовано існуючі готові рішення, їх основні види та недоліки. Представлено пристрій для контролю середовища у тераріумах, який також є елементом IoT та, за бажанням, системи Розумний дім. Описано його функціонал та основні якості, які роблять його кращим рішенням, аніж наявні готові продукти. Наведено технічний опис пристрою.

Ключові слова: Тераріум, домашні тварини, IoT, автоматизація, клімат.

Abstract

The existing solutions were analyzed as well as their main types and lacks. A universal device for monitoring and controlling of the terrarium environment was presented. It can also be a part of IoT system, and if needed, a part of Smart House. The functionality and main features were described, which makes this project a better solution than existing solutions. A technical description of the device is provided.

Keywords: Terrarium, pets, IoT, automatization, climate.

МОДИФІКОВАНИЙ АЛГОРИТМ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В РАДІОЛОКАЦІЙНІЙ СИСТЕМ ВИЯВЛЕННЯ МАЛОРОЗМІРНИХ ЦІЛЕЙ

Чернишов Д. Є, студент, Чмельов В. О, к.т.н. доцент

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

Розвиток інформаційних технологій в ХХІ столітті характеризується становленням і широким практичним використанням техніки цифрової обробки сигналів (ЦОС). Використання віконного згладжування дозволяє розраховувати відповідні алгоритми фільтрації під велику кількість практичних задач: покращення характеристик фільтрів, зменшення розмиву спектральних компонент, зменшення розривності досліджуваного сигналу...

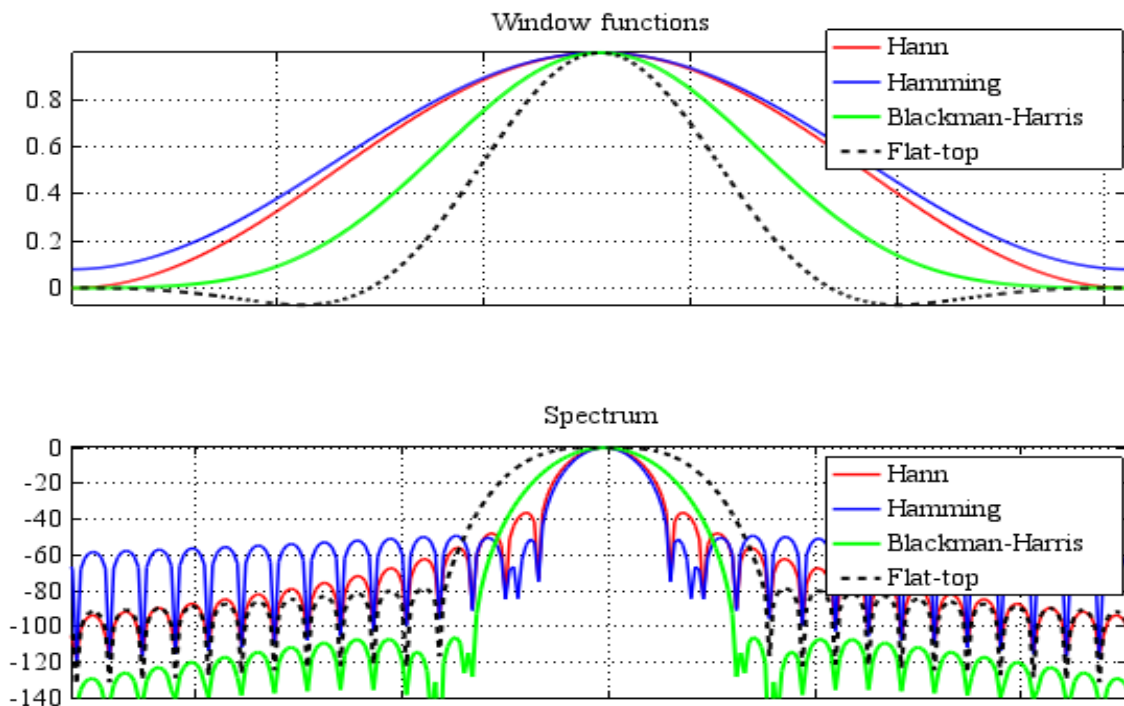


Рис. 1. Віконні функції та їх спектральні характеристики, виконані у середовищі Matlab.

Існуючі системи селекції рухомих цілей (СРЦ), які побудовані на основі через-періодних компенсаторів ПП (пасивних перешкод), і мають статичну характеристику режекції ПП, не можуть забезпечити ефективну боротьбу з ПП та виявляти рухомі цілі, швидкість яких може змінюватися у широких межах, та набувати мінімальних значень. Рішенням цієї задачі можуть стати адаптивні цифрові системи СРЦ (рис.2), параметри яких можуть підлаштовуються до характеристик ПП і враховувати апріорну інформацію про мінімальні швидкості наприклад БПЛА.

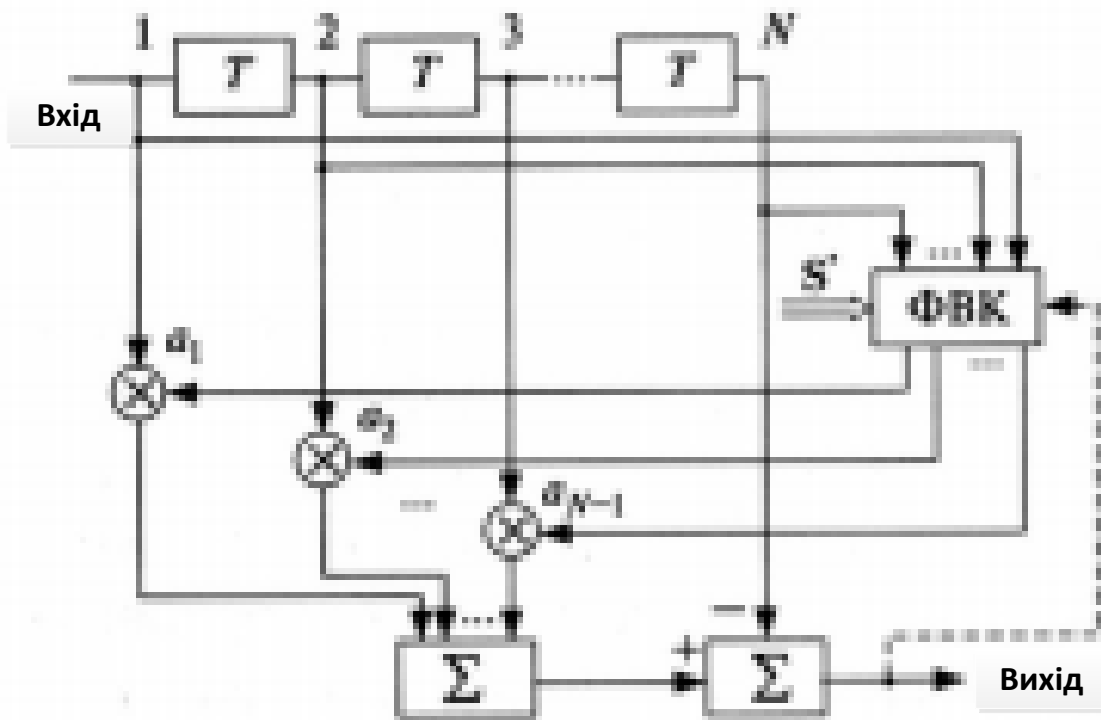


Рис 2. Адаптивна цифрова система СРЦ

На рисунку 2 видно, що блок формування вагових коефіцієнтів (ФВК) на основі отриманих сигналів, які затримуються на період повторення T .

Замкнутий контур адаптації, який показаний на рисунку 2 штриховою лінією, дозволяє впровадити для визначення оптимальних коефіцієнтів ЦФ системи СРЦ рекурентні алгоритми.

Для якісного спектрального аналізу необхідно вибрати віконну функцію так, щоб рівень бокових пелюсток був менше динамічного діапазону сигналів.

Чим нижчий рівень бічних пелюсток, тим ширша смуга пропускання і тим більша перехідна характеристика відрізняється від ідеальної. Відомо, що збільшення ширини головної пелюстки вікна при тій же тривалості імпульсної характеристики призводить до «розмивання» АЧХ (Frequency domain, частотної характеристики) фільтра – крутість АЧХ у частоті зрізу зменшується (розширюється перехідна смуга). Щоб зберегти крутість АЧХ, необхідно збільшувати тривалість імпульсної характеристики.

Синтез нових віконних функцій можливі як через мінімізацію потужності спектральних компонент за межами заданого інтервалу частот так і шляхом використання алгоритму мінімізації різних форм вікна і нормованого спектру що огинає функцію.

Перелік посилань

1. В.П. Дворкович, А.В. Дворкович. Оконные функции для гармонического анализа сигналов. Издание второе, переработанное и дополненное: Москва, 2016

2. Джиган В.И. Адаптивные фильтры. Современные средства моделирования и примеры реализации. – Электроника: НТБ, 2012, №7.

Анотація

В цій роботі розглядається проблема виявлення малорозмірних цілей радіолокаційною системою, на фоні завад та відбитих від великих рухомих цілей сигналів.

Основною задачею є дослідження використання різних віконних функцій (Хеннінга, Хеммінга, Бартлетта, Блекмана...) за допомогою Matlab та їх порівняння, та при можливості модифікація.

Отримання результатів буде давати змогу оцінити плюси та мінуси застосування тієї чи іншої функції для рішення задач обробки сигналів.

Ключові слова: Віконна функція, спектр, бічні пелюстки, цифрові системи, блок формування вагових коефіцієнтів (ФВК).

Abstract

This paper considers the problem of detecting small targets by a radar system, against the background of interference and signals reflected from large moving targets. the empirical mode (IMF).

The main task is to study the use of different window functions (Henning, Hamming, Bartlett, Blackman...) using Matlab and their comparison, and if possible modification.

Obtaining the results will make it possible to assess the pros and cons of using a particular function to solve signal processing problems.

Keywords: Window function, spectrum, side petals, digital systems, block for generating weight coefficients (FWC).

МЕТОД ДЕТЕКТУВАННЯ DVB-S2/S2X СИГНАЛІВ

Круглик О. С.¹; Семенов В. Ю.², д.ф.-м.н.

¹*Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна*

²*Науково-дослідний відділ алгоритмів, ТОВ Дельта СПЕ, Київ, Україна*

Існує багато методів, які використовуються для реалізації пристроїв зв'язку з високим рівнем завадостійкості на основі алгоритмів ефективної демодуляції та декодування. Однією з основних частин процесу прийому цифрового сигналу є його класифікація, а саме визначення того, який саме сигнал поступає на вхід приймача. Процес класифікації зводиться до сканування частот і до детектування параметрів сигналів. Детектування сигналу забезпечує подальші правильну обробку та інтерпретацію прийнятої інформації.

Широкосмугове мовлення на основі стандарту DVB-S2 є популярним способом передачі інформації супутниковими каналами зв'язку [1]. Розширеною та покращеною версією стандарту DVB-S2 є стандарт DVB-S2X, який забезпечує ще більшу продуктивність та ефективність широкосмугових інтерактивних супутникових мереж [2]. Розроблено багато різних методів прийому та демодуляції сигналів стандарту DVB-S2 та DVB-S2X [3,4], однак не приділено достатньо уваги методам їх розпізнавання.

DVB-S2 та DVB-S2X ревізії мають майже однакову структуру на фізичному рівні. Детектування за методом знаходження кореляції з полем PLHEADER [1,2] не вирішує задачу розпізнавання сигналів цих стандартів. У той же час, внаслідок невірної розпізнавання версії стандарту чи при невірному налаштуванні носійної частоти в приймачі може виникнути ситуація, коли модем DVB-S2 приймає сигнал стандарту DVB-S2X, однак передана інформація декодується невірно. В такому випадку не можливо забезпечити правильну обробку переданої інформації. Розробка ефективного методу виявлення ревізії та декодування службової інформації фізичного рівня DVB-S2/S2X стандарту вирішує дану проблему і розширює можливості проектування нової цифрової електроніки та систем зв'язку з високою стійкістю до шумів.

В даній роботі представлено детектор, який дозволяє визначити до якої ревізії належить переданий сигнал та визначити параметри фрейму. Детектор включає в себе знаходження початку фрейму за допомогою обчислення різницевої кореляції із заголовком фрейму [5], демодуляцію поля PLHEADER [6] і декодування поля PLSCODE [1,2] (рис.1). Запропоновано формули розрахунку біт поля PLSCODE і декодування службової інформації відповідно для стандартів широкосмугового сповіщення DVB-S2 та DVB-S2X. Приймання рішення, щодо результатів детектування визначається похибкою, яка розраховується при декодуванні.

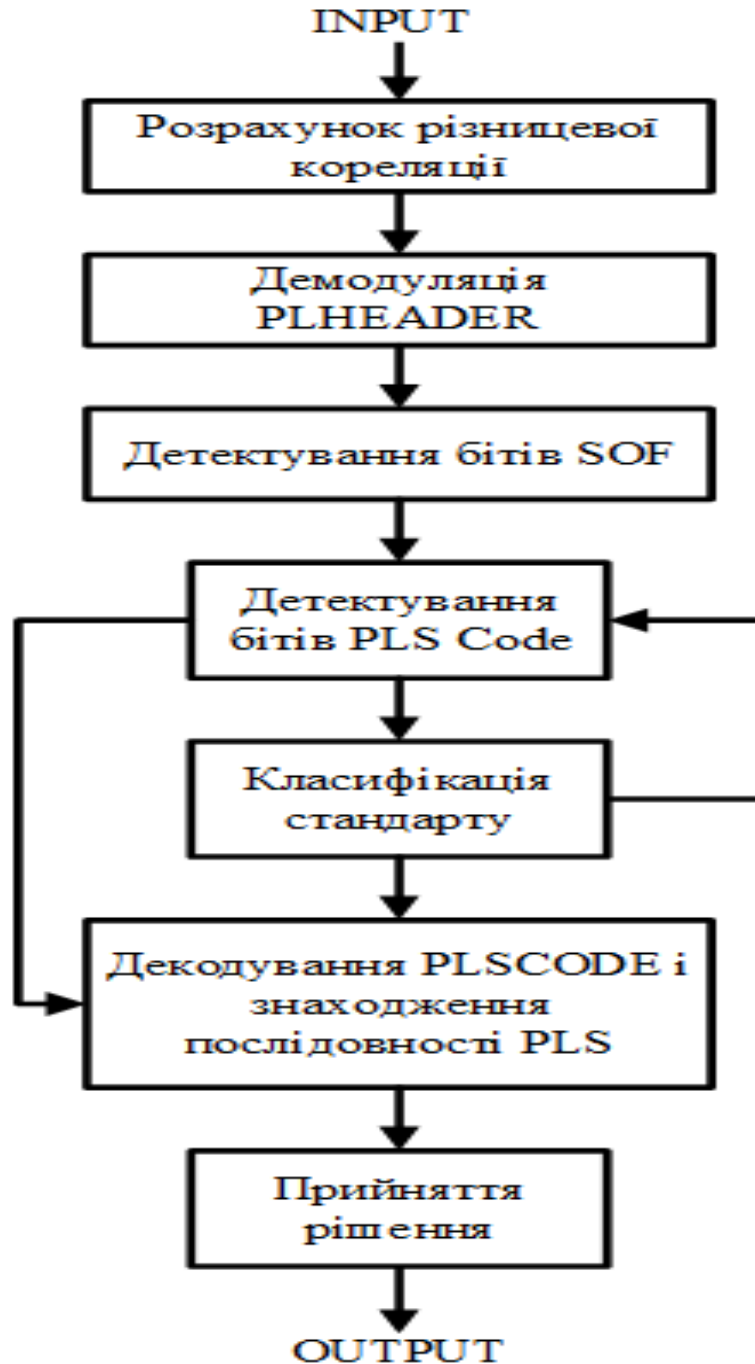


Рисунок 1. Функціональна схема методу детектування поля PLSCODE

Розроблено експериментальну модель представленого алгоритму в програмному середовищі Matlab. В моделі розраховано залежність ймовірності пропуску, miss detection probability (MDP) від відношення сигнал-шум, signal to noise ratio (SNR). Також отримано криву робочих характеристик приймача, receiver operating characteristic curve (ROC), яка є показником роздільної здатності детектора. Отримані результати показують високу ефективність запропонованого методу. Матеріали, що оформлені з відхиленнями від встановлених вимог не приймаються для розміщення на дискусійному

полі конференції та подальшої публікації. Таким чином, дотримання вимог викладених в даному документі дозволить уникнути тривалого листування з представниками організаційного комітету.

Перелік посилань

1. (2005) Digital Video Broadcasting (DVB). User guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2). European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Vol. 102 376 V1.1.1, pp. 73-85
2. (2014) Digital Video Broadcasting (DVB). Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications. Part II: S2-Extensions (DVB-S2X) – (Optional). DVB Document A83-2 March 2014.
3. Mohammed, Samir & Hussein, Zaid. (2020) Design and implementation DVB-S & DVB-S2 systems. Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. 20. 1444. 10.11591/ijeecs. v20.i3. pp. 1444-1452.
4. A. B. Ali Bachir, M. Zhou and M. Ahmed. (2019) Modeling and Design of a DVB-S2X system. 2019 5th International Conference on Optimization and Applications (ICOA), pp. 1-5, doi: 10.1109/ICOA.2019.8727700.
5. Адаптивний метод фреймової синхронізації для систем стандарту DVB-S2 на FPGA / Круглик О. С., Павленко М.П. // Вісник НТУУ «КПІ». Радіотехніка, радіоапаратобудування: збірник наукових праць. – 2015. – Вип. 62. – С. 77–86.
6. Ефективна демодуляція QPSK сигналів у каналах з несприятливими умовами радіоприймання / Круглик О. С., Калюжний О.Я., Семенов В. Ю. // Вісник НТУУ «КПІ». Радіотехніка, радіоапаратобудування : збірник наукових праць. – 2019. – Вип. 78. – С. 13–18.

Анотація

Важливою частиною цифрового радіозв'язку є визначення того який саме сигнал поступає на вхід приймача. Багато сучасних систем зв'язку основані на стандарті широкосмугового сповіщення DVB-S2 і його розширеній версії DVB-S2X. В даній роботі пропонується метод класифікації ревізії і декодування поля PLSCODE DVB-S2/S2X стандартів. Для запропонованого методу детектування розраховано криву робочих характеристик приймача (ROC) та залежність ймовірності пропуску (MDP) від співвідношення сигнал/шум (SNR). Дані характеристик ROC і MDP показали ефективність запропонованого методу при низьких значеннях SNR.

Ключові слова: DVB-S2, DVB-S2X, PLSCODE, ROC, детектування, класифікація.

Abstract

An important part of digital radio communication is to determine what signal is coming to the input of the receiver. Many modern communication systems are based on the DVB-S2 broadband broadcasting standard and its extended version DVB-S2X. This paper proposes a method for classifying the revision and decoding of the PLSCODE field of the DVB-S2/S2X standards. For the proposed detection method, the receiver operating characteristic curve (ROC) and the miss detection probability (MDP) of the signal-to-noise ratio (SNR) were calculated. Data of the ROC and MDP characteristics showed the effectiveness of the proposed method at low SNR values

Keywords: DVB-S2, DVB-S2X, PLSCODE, ROC, detection, classification.

АЛГОРИТМ СУПРОВОДЖЕННЯ ТОЧКОВОЇ ЦІЛІ З ВИКОРИСТАННЯМ МОДЕЛІ ВИЯВЛЕННЯ НА ОСНОВІ ПАТЧ- ЗОБРАЖЕННЯ

*Маленчик Т.В.; Неуймін О.С., к.т.н.; Жук С. Я., д.т.н., професор
КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна*

Стрімкий розвиток безпілотних літальних апаратів (БПЛА) привів до їх швидкого використання в різних галузях життєдіяльності людини: у телекомунікаціях, сільському господарстві, системах раннього виявлення, тощо [1]. Так як БПЛА також можуть використовуватися в терористичних цілях, фотозйомці засекречених об'єктів, вторгнення на заборонену територію, тощо [2-3], то існує потреба у розробці алгоритмів, які були б здатні надійно виявляти та супроводжувати БПЛА за допомогою системи відеоспостереження, що дозволяє отримати послідовності зображень області спостереження.

Всі відомі методи виявлення цілі поділяються на два види: – «супроводження до виявлення» та «виявлення до супроводження» [4-5]. «супроводження до виявлення» має накопичити декілька кадрів, для визначення траєкторії руху цілі, після чого виноситься рішення про виявлення цілі. Натомість методи «виявлення до супроводження» виявляють ціль у кожному окремому кадрі, тож не потребують накопичення інформації про ціль, а результати передаються на алгоритм супроводження.

На основі прийнятої моделі зображення, що складається з цілі, фону і шуму:

$$f_0(x, y) = f_T(x, y) + f_B(x, y) + f_N(x, y), \quad (1)$$

де x та y координати пікселів, запропоновано чимало методів виявлення цілі: а) методи, які використовують вейвлет, б) методи виявлення за єдиним кадром, в) методи виявлення цілі на основі патч-рівня, г) методи виявлення цілі на основі рівня патч-зображення [4]. Серед цих методів найкращими показниками ефективності виявлення цілі володіє метод заснований на використанні моделі ІРІ (infrared patch image) [6]. ІРІ використовує модель зображення, яке поділене на патчі. Ця модель зображення D описує ціль T , фон B та шум N , як патч-зображення

$$D = T + B + N. \quad (2)$$

При цьому T є розрідженою матрицею, а B - низькорангова матриця. Для правильного виявлення цілі необхідно отримати зображення самої цілі f_T . Це зображення отримується шляхом реконструкції патч-зображення цілі T шляхом вирішення задачі оптимізації (3) за допомогою методу прискореного проксимального градієнту [7].

$$\min_{B, T} \|B\|_* + \lambda \|T\|_1 + \frac{1}{2\mu} \|D - T - B\|_F^2, \quad (3)$$

де $\|\cdot\|_*$ - ядерна норма матриці (сума сингулярних значень), $\|\cdot\|_1$ - l_1 -норма, $\|\cdot\|_F$ - норма Фробеніуса, λ - вагова константа, μ - ваговий параметр.

Після виявлення цілі її координату необхідно передати на алгоритм супроводження. Найбільш розповсюдженими алгоритмами супроводження маневруючих точкових цілей є: автономний багатомодельний алгоритм (англ. АММ) та багатомодельний алгоритм з міжмодельною взаємодією (англ. ІММ). Так як найкращим з точки зору «точність – обчислювальні затрати» є алгоритм ІММ [8] на його базі буде синтезовано алгоритм оцінювання параметрів руху маневруючого об'єкту. Квазіоптимальний адаптивний алгоритм фільтрації параметрів руху об'єкта, який маневрує описується наступним чином:

$$W_{j,k}^* = \sum_{i=1}^M \Pi_{ij,k,k-1} W_{i,k-1}, \quad (4)$$

$$u_{j,k}^* = \sum_{i=1}^M \Pi_{ij,k,k-1} W_{i,k-1} F_{j,k,k-1} u_{i,k-1} / W_{j,k}^*, \quad (5)$$

$$P_{j,k}^* = \sum_{i=1}^M [F_{j,k,k-1} \hat{P}_{j,k-1} F_{j,k,k-1}^T + G_{j,k} Q_{j,k} G_{j,k}^T + (F_{j,k,k-1} u_{i,k-1} - u_{j,k}^*)(F_{j,k,k-1} u_{i,k-1} - u_{j,k}^*)^T] \Pi_{ij,k,k-1} W_{i,k-1} / W_{j,k}^*; \quad (6)$$

$$K_{j,k} = P_{j,k}^* H_{j,k}^T (H_{j,k} P_{j,k}^* H_{j,k}^T + R_k)^{-1}, \quad (7)$$

$$\hat{P}_{j,k} = P_{j,k}^* - K_{j,k} H_{j,k} P_{j,k}^*, \quad (8)$$

$$u_{j,k} = u_{j,k}^* + K_{j,k} (u_k^u - H u_{j,k}^*), \quad (9)$$

$$W_{j,k} = P(u_k^u | a_{j,k}, U_{k-1}^u) W_{j,k}^* / P(u_k^u | U_{k-1}^u), \quad (10)$$

$$P(u_k^u | a_{j,k}, U_{k-1}^u) = (2\pi)^{-1} (\det(D_{j,k}))^{-1/2} \exp\{0.5 \|u_k^u - H u_{j,k}^*\|_{D_{j,k}}\}, \quad (11)$$

$$D_{j,k} = H_{j,k} P_{j,k}^* H_{j,k}^T + R_k, \quad (12)$$

де $u_{j,k}^*$, $P_{j,k}^*$, $\hat{P}_{j,k}$ - математичні очікування та кореляційні матриці умовних щільностей ймовірності $W_{j,k}^*(u_k)$, $W_j(u_k)$; $K_{j,k}$ - коефіцієнти підсилення j -го каналу квазіоптимального фільтру, H - матриця спостереження, $P(u_k^u | a_{j,k}, U_{k-1}^u)$ - умовна щільність ймовірності.

Для оцінки математична модель алгоритму була відтворена в середовищі MATLAB. При цьому розміри патчу приймалися рівним 25x25, а кроку ковзного вікна 20x20, $\varepsilon = 0.2$. Вихідні дані для алгоритму супроводження: СКВ похибки вимірювання - 0.3 пікселя. Кількість типів руху об'єкта $M = 3$ (близьке до рівномірного, повільного розвороту та маневру з максимальним перевантаженням). СКВ шуму збудження для

різних типів руху рівні $\sigma_{a1} = 1\text{пк/с}^2$, $\sigma_{a2} = 30\text{пк/с}^2$, $\sigma_{a3} = 60\text{пк/с}^2$.

Як видно з рисунку 1 ціль виділяється досить помітно, кількість хибних відміток низька. При цьому ціль знаходиться в стробах супроводження як на ділянках неманевруючого руху, так і на ділянці з маневром, що свідчить про ефективну роботу алгоритму.

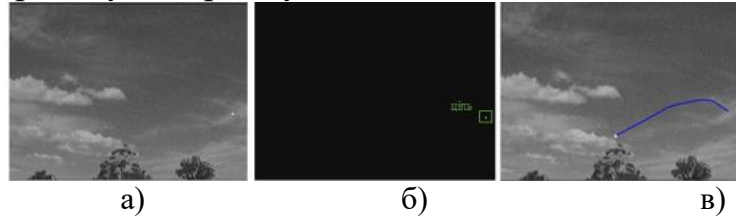


Рисунок 1. — а) Приклад зображень до та — б) після оброблення — в) Трасекторія цілі сформована алгоритмом супроводження.

Перелік посилань

1. D. Erdos, A. Erdos and S. E. Watkins, "An experimental UAV system for search and rescue challenge", Rawat, S. S., Verma, S. K., & Kumar, Y. (2020). Review on recent development in infrared small target detection algorithms. *Procedia Computer Science*, 167, 2496–2505.
2. Jonathan Lazatin. "A Method for Risk Estimation Analysis for Unmanned Aerial System Operation over Populated Areas," AIAA 2014-2284. 14th AIAA Aviation Technology, Integration, and Operations Conference. June 2014.
3. Arya Raj A.K, Radhakrishnan B A Comparative Study on Target Detection in Military Field Using Various Digital Image Processing Techniques
4. Hadzagic M. Track-Before-Detect Methods in Tracking Low-Observable Targets: A Survey / Melita Hadzagic, Hannah Michalska, Eric Lefebvre // *Sensors and Transducers Magazine (ST e-Digest)*, Special Issue. — 2005. — P. 374-380.
5. Rawat, S. S., Verma, S. K., & Kumar, Y. (2020). Review on recent development in infrared small target detection algorithms. *Procedia Computer Science*, 167, 2496–2505.
6. Dai, Y., Wu, Y., Song, Y., & Guo, J. (2017). Non-negative infrared patch-image model: Robust target-background separation via partial sum minimization of singular values. *Infrared Physics & Technology*.
7. Gao, C., Meng, D., Yang, Y., Wang, Y., Zhou, X., & Hauptmann, A. G. (2013). Infrared Patch-Image Model for Small Target Detection in a Single Image. *IEEE Transactions on Image Processing*, 22(12), 4996–5009.
8. Рязанцев Л. Б. Многомодельное байесовское оценивание вектора состояния маневренной воздушной цели в дискретном времени / Л. Б. Рязанцев. // *Вестник ТГТУ*. — 2009.

Анотація

Синтезовано алгоритм супроводження точкової цілі з використанням моделі виявлення на основі патч-зображення.

Ключові слова: виявлення цілі, супроводження цілі, патч-зображення.

Abstract

A dim and small target tracking algorithm was synthesized using a patch image-based detection model.

Keywords: target detection, target tracking, patch image.

РОЗРАХУНОК ДАЛЬНОСТІ ВИЯВЛЕННЯ БПЛА FMCW РАДІОЛОКАТОРОМ НА БАЗІ ПРОГРАМНО ВИЗНАЧЕНОГО РАДІО BLADERF 2.0

*Неуймін О.С., к.т.н., Маленчик Т.В.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна*

В даний час безпілотні літальні апарати (БПЛА) широко використовуються в військових і цивільних сферах для різних задач. Наприклад, спостереження під час військових операцій та виконання бойових задач, оцінки катастроф, пошуку жертв, зйомки відео блогерами [1]. Однак використання БПЛА у зонах обмеженого доступу (напр., аеропорти) є небезпечним, оскільки вони порушують повітряний рух та потенційно загрожують життю людей. Надзвичайно важливо мати ефективні засоби для виявлення та моніторингу БПЛА. Одним з найбільш ефективних способів виконання цього завдання є створення радіолокатора. На сьогоднішній день програмно визначене радіо (SDR), ціна якого постійно знижується, а характеристики покращуються, дозволяє реалізувати радіолокатор у програмному забезпеченні. Серед сучасних та відносно дешевих SDR пристроїв існує BladeRF 2.0 micro xA4 [2] на базі мікросхеми трансивера AD9361 [3]. Характеристики пристрою наведені в Табл.1. В наявності також є додаткові модулі, це модуль підсилювача потужності BT-100 [2,4] та модуль підсилювача з низьким рівнем шуму BT-200 [2,5]. Характеристики модулів наведені в Табл.2.

Таблиця 1

Параметр	Мін. знач.	Типове	Макс. Знач.	Одиниця
АЦП/ЦАП частота вибірок	0.521		61.44	Мвиб/с
Частотний діапазон	0.047		6	ГГц
Смуга ВЧ фільтру	<0.2		56	МГц
СВ вихідна потужність		8		дБм
Коефіцієнт шуму при 5.5 ГГц		3.8		дБ
Підсилення приймача при 5.5 ГГц		67		дБ

На практиці часто реалізуються радіолокатори неперервного випромінювання з частотною модуляцією (FMCW) через їх низьку вартість, простоту та надійність у дощових умовах. Вони використовуються для роботів, безпілотних автомобілів, задачах наземного та морського спостереження для виявлення та відстеження цілей [6]. Тому в даній роботі пропонується виконати розрахунок дальності виявлення БПЛА FMCW радіолокатором з використанням SDR BladeRF 2.0 та його модулів.

Для розрахунку теоретичної максимально досяжної дальності виявлення R_{\max} FMCW радіолокатором використаємо рівняння радіолокації (1) [7] та прийmemo наступні вихідні дані

$$R_{\max} = \left[\frac{P_{CW} G^2 \lambda^2 \sigma_T L_r}{(4\pi)^3 k T_0 F B (SNR_{\min}) L} \right]^{\frac{1}{4}}, \quad (1)$$

де $P_{CW} = 18$ дБм — середня потужність CW передавача; $G = 20$ дБ — коефіцієнт підсилення рупорної антени [8]; $\lambda = c / f_0 = 3 \times 10^8 / 4,95 \times 10^9 \approx 6$ см — довжина хвилі; σ_T — ефективна площа розсіювання (ЕПР) БПЛА; $L_r = G_1 + G_2 = 15 + 67 = 82$ дБ — коефіцієнт підсилення приймача (G_1 — коефіцієнт підсилення ВТ-200, G_2 — BladeRF); $k = 1,38 \times 10^{-23}$ Дж/К — стала Больцмана, $T_0 = 290$ К — абсолютна температура приймача; $B = 50$ МГц — смуга пропускання приймача; $L = 8$ дБ — коефіцієнт загальних втрат; SNR_{\min} — мінімальне значення відношення сигнал/шум (ВСШ) необхідне для виявлення. Оскільки приймач має два каскади підсилення сигналу, то коефіцієнт шуму приймача F розраховується за формулою $F = F_1 + (F_2 - 1) / G_1 = 1.7 + (3.8 - 1) / 15 = 1.9$ дБ, де F_1, F_2 - коефіцієнти шуму першого каскаду (модуль ВТ-200) та другого каскаду (підсилювач BladeRF).

Таблиця 2

Параметр	Мін. знач.	Типове	Макс. Знач.	Одиниця
ВТ-100 Bias-tee Power Amplifier				
Потужність споживання		200		мВт
Частотний діапазон	0.05		6	ГГц
Коефіцієнт підсилення при 6 ГГц		9.6		дБ
Коефіцієнт шуму при 6 ГГц		3.4		дБ
Вихідна потужність при 6 ГГц		22		дБм
ВТ-200 Bias-tee Low Noise Amplifier				
Потужність споживання		300		мВт
Частотний діапазон	0.05		5	ГГц
Коефіцієнт підсилення при 5 ГГц		15		дБ
Коефіцієнт шуму при 5 ГГц		1.7		дБ
Вихідна потужність при 5 ГГц		19.2		дБм

На рис. 1 приведені залежності ВСШ SNR_{\min} від дальності R_{\max} при значеннях ЕПР $\sigma_T = 0,1 \text{ м}^2; 0,3 \text{ м}^2$ [9]. Також, при умові, що БПЛА можна змоделювати за моделлю Сверлінг 1 при $\sigma_T = 0,1 \text{ м}^2$ на рис. 2 приведена залежність ймовірності правильного виявлення P_D від дальності R_{\max} (1) при ймовірності хибної тривоги $P_f = 10^{-6}$. При цьому P_D визначається за формулою $P_D = \exp\{-V_T / (1 + SNR_{\min})\}$, а значення порога V_T визначається як $V_T = \sqrt{-2 \ln(P_f)}$ [7].

Таким чином, максимальна дальність виявлення БПЛА за допомогою SDR BladeRF може бути досягнута 4-5 км при ВСШ 15 дБ, при цьому ймовірність правильного виявлення становитиме не менше 0.8. Дальність може

бути збільшена за рахунок цифрового оброблення сигналу, наприклад, узгодженої фільтрації та накопичення енергії сигналу.

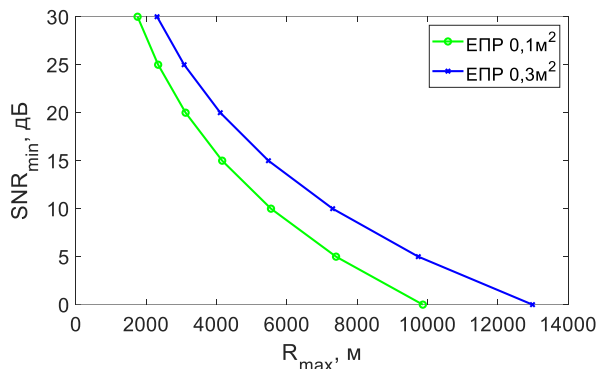


Рисунок 1. Залежності ВСШ від дальності

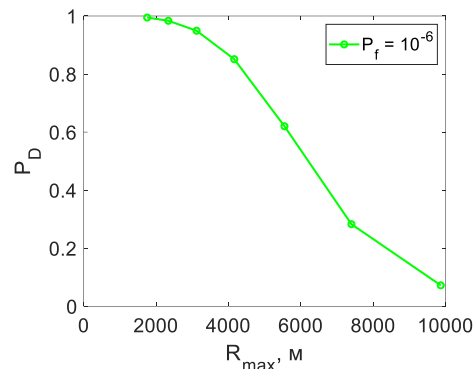


Рисунок 2. Залежність ймовірності правильного виявлення від дальності

Перелік посилань

1. Santos, D., Sebastião, P., & Souto, N. Low-cost SDR based FMCW radar for UAV localization. In *2019 22nd International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)* IEEE, 2019. p. 1-6.

2. BladeRF 2.0 micro [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.nuand.com/bladerf-2-0-micro/> – Назва з екрана.

3. RF Agile Transceiver AD9361 [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/AD9361.pdf> – Назва з екрана.

4. Ultra High Dynamic Range Monolithic Amplifier PHA-1H+ [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.minicircuits.com/pdfs/PHA-1H+.pdf> – Назва з екрана.

5. Wideband Low Noise Bypass Amplifier TSS-53LNB+ [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.minicircuits.com/pdfs/TSS-53LNB+.pdf> – Назва з екрана.

6. Wang C, Liu H, Han G, Jing X. Automotive FMCW Radar-Enhanced Range Estimation via a Local Resampling Fourier Transform. *International Journal of Advanced Robotic Systems*. January 2016. doi:10.5772/62179.

7. Mohinder J., *Fmcw Radar Design*. Publisher: Artech House, 2018.

8. WR-187 Waveguide Standard Gain Horn Antenna Operating From 3.95 GHz to 5.85 GHz With a Nominal 20 dB Gain SMA Female Input [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.pasternack.com/images/ProductPDF/PE9861-SF-20.pdf> – Назва з екрана.

9. Farlik J, Kratky M, Casar J, Stary V. Multispectral Detection of Commercial Unmanned Aerial Vehicles. *Sensors*. 2019; 19(7):1517. <https://doi.org/10.3390/s19071517>

Анотація

Виконано розрахунок дальності виявлення БПЛА FMCW радіолокатором з використанням SDR BladeRF 2.0 та його модулів.

Ключові слова: рівняння радіолокації, програмно визначене радіо, радіолокатор.

Abstract

The calculation of the UAV detection range by the FMCW radar using SDR BladeRF 2.0 and its modules was performed.

Keywords: radar equation, software-defined radio, FMCW radar.

ELECTRONIC SIMULATOR OF SIGNALS DERIVED FROM SCINTILLATION DETECTORS IN SPECTROMETRIC IDENTIFICATION OF HIGH-ENERGY CHARGED PARTICLES

¹*Yezerskyi N. V., PhD student, ¹Movchaniuk A. V., Ph. D., Associate Professor; ²Dudnik O. V., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Leading Researcher*

¹*National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Polytechnic institute», Kyiv, Ukraine*

²*Institute of Radio Astronomy of the NAS Ukraine, Kharkiv, Ukraine*

Development of the high-energy charged particles small-caliber spectrometer, which is planning to be launched into near-Earth orbit to study the nature of electron microbursts requires tests to adjust the nanosatellite payload. It will need access to the ionizing radiation sources, scintillation detectors, large-area silicon photodiodes, which convert the particle burst in the detector from passing through the detector into an electrical impulse and other modules. In other words, to the control and test equipment. The current economic situation might not allow providing all tests due to various reasons. Therefore, elaboration of hardware modules while the absence of both sensors and converters of the weak analog signals is an optimal solution to solve the task of testing the digital module of the particle recorder-analyzer.

Accumulation of the database on the particle flux densities for a certain period within 15 energy ranges from the two spatial mutual opposite directions is the main task of the spectrometer. The circuit multiplexing structure of microcontroller pins has chosen during a search for the solution of electronic simulation of the anti-coincidence logic in the method of measuring specific energy losses and total energy, fig. 1. With the help of which makes a decision on the assignment of the type and energy range of particles.

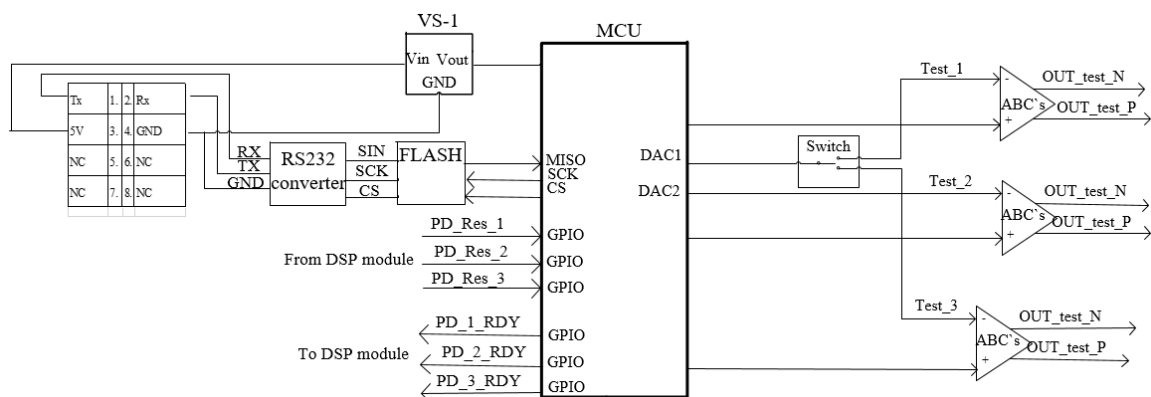


Figure 1. Simplified block diagram of the charged particles signals simulator with a circuit multiplexing of the MCU microcontroller outputs.

The second channel should manage one digital-to-analog converter (DAC), having respect to that it can work with both the first and the third detectors. The triggering of the first and third detectors simultaneously is a false combination

and is excluded from the statistical set of particle types and energies. It requires a switcher because general-purpose microcontrollers typically have two DACs. The switching time is tens of nanoseconds for a well-known CMOS switcher like the CD4066. It does not introduce significant signal propagation delays regarding the aim of the current task. At that, arrays for testing will be kept in the SPI Flash memory, firstly generated in PC. An operating from the side of a PC performs via a virtual COM-port, which is physically a USB port. To interact with the microcontroller, a logic level converter and an interface converter are added to the circuit. There are three instrumentation amplifiers in inverted configuration at the output of the module. They convert unipolar voltage to bipolar one (ABC blocks, fig. 1). Such a schematic solution is a consequent effect of the requirement of increasing interference immunity during communication between analog and digital signal processing modules.

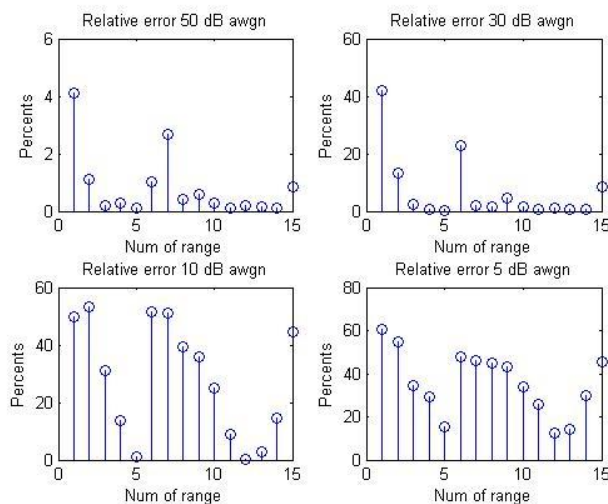


Figure 2. A relative change in the quantity of counted particles in the energy ranges in one direction (in percentage).

that will get to the wrong energy ranges. The simulation for the signal-to-noise ratio equals approximately 10 dB or smaller has shown that particles with energies close to the middle of the energy range also may be interpreted as units of other energy ranges (fig. 2, 3). An input test sequencing, derived from Figs. 9, 10 in [1] will be strongly distorted.

It may conclude from the sample shown in figs 2, 3, that the greater the signal-to-noise ratio, the more particle count rate in the first range (low-energy electrons) comparatively with other energy ranges. The error becomes so large at signal-to-noise ratios of 10 dB or smaller that it can raise the issue of the reliability of the digitized data.

After signal passage across all the scheme circuits, a task arises whether particles with energies close to boundaries of “energy gates” can be interpreted as particles of other energy ranges. After the measurements, it can find the validity of the assorted particles with a certain probability or deviation from the Gaussian distribution. For example, let’s add a random white Gaussian noise to the signal with a signal-to-noise ratio of 5, 10, 30, 50 dB. In such a way, we can define the particle quantity

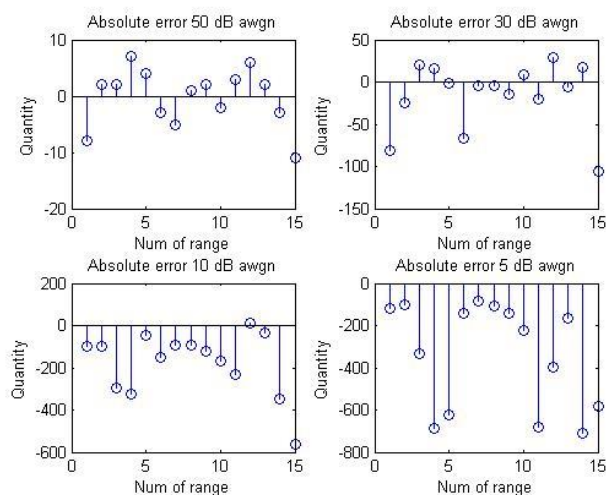


Figure 3. Variation of counted particles quantity in the energy ranges from one direction (in absolute units, the sample is 25000 particles)

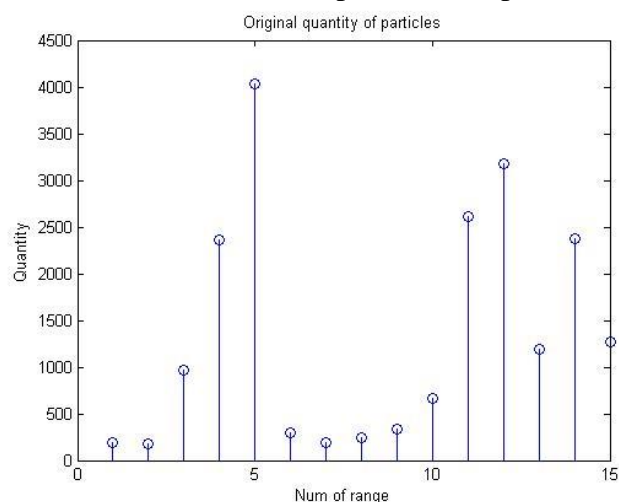


Figure 4. The number of particles in energy ranges without noise addition

References

1. J. Barylak, O.V. Dudnik, T. Woźniczak, V.O. Adamenko, R.V. Antypenko, N.V. Yezerskyi. Simulation of CubeSat caliber particle detector “MiRA_ep” response to energetic electrons and protons using GEANT4 package. Proc. SPIE, Vol. 11176. 2019. p. 111763C-1 - 111763C-10; <https://doi.org/10.1117/12.2536748>.

Анотація

Представлено концепцію електронного імітатора сигналів зі сцинтиляційних детекторів для заміщення системи, розміщеної у камері з джерелом іонізуючого випромінювання при випробуваннях електронних систем спектрометра-аналізатора заряджених частинок високих енергій, що проектується.

Abstract

The concept of an electronic simulator of signals derived from scintillation detectors elaborating instead of the system located in a chamber with an ionizing radiation source during testing of electronic systems of the analyzer-spectrometer of high energy charged particles presented.

AN OVERVIEW OF NECESSARY TECHNOLOGIES FOR ENERGY EFFICIENT AND ENVIRONMENTAL MULTIMEDIA 5G NETWORKS

Lavrinenko Vladyslav, PhD student

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, Ukraine

The transfer of multimedia data and the use of information technology are inextricably linked to wireless access networks for the modern user. The use of the term "multimedia" means that the information and data in general, that have been transmitted consist of one or more components, such as text, photo, audio or video information. "Multimedia" itself refers to the complex manipulation (capture, processing, display, storage) of at least some information presented as continuous media data, as well as some information encoded as separate media data (eg. text and graphics). But it is important to clarify that, for example, the transmission of digital video over a dedicated television network is not multimedia data, if it is not possible to additionally transmit a certain type of discrete media data [1].

In particular, in this context, 5G networks stand out, providing low-latency and ultra-reliable communication, extended mobile broadband network and machine-type communication, against the background of previous generations. The network is not standing still, constantly growing. The number of user devices is increasing and smart devices are being connected. The number and quality of services provided in the network is growing, such as remote monitoring, road safety, real-time management, virtual and augmented reality, the development of the concept of the Internet of Things, etc. [2]. The problem is that radio access networks are responsible for 60% of electricity consumption and carbon dioxide emissions from the field of information and communication technology (ICT) industry [3].

Increasing energy consumption and growing carbon footprint from cellular networks have led to constant offers of "green" solutions from researchers, governments, and, in particular, telecommunications providers. The challenge is to keep energy consumption at the same level, or even reduce it, against the background of growing data. Studies are being conducted to balance energy with spectral efficiency and the resilience of the 5G network. From this point of view, three goals were set. First, to use unused spectrum, in particular unlicensed, and second, to reduce the distance between the receiver and the transmitter, and improve the reuse of busy frequency and, of course, increase spectral efficiency by deploying structures in large numbers. Technologies that achieve these goals increase system throughput. The most commonly used energy efficiency (EE) metric is bit / joule. Therefore, the basic value of EE is [4]: $EE [\text{bit} / \text{joule}] = (\text{Data rate}) / (\text{Energy consumption})$.

First of all, to reduce consumption, it is necessary disable the base station components that are not needed and not used, in this period of time[5]. From the

point of view of the use of hardware resources, there are several paradigms, namely - resource consolidation, virtualization, selective connection and proportional calculations [6].

It is advisable to use heterogeneous networks to reduce distances. Heterogeneous networks use different technologies for connection and form a single integrated environment, which provides a seamless transition for the user from one subnet to another. An access network consists of a macrocell and several small cells, such as a microcell, a picocell, or a femtocell. The backhaul is formed by connecting the base station using a mixed architecture, or by wired or wireless method.

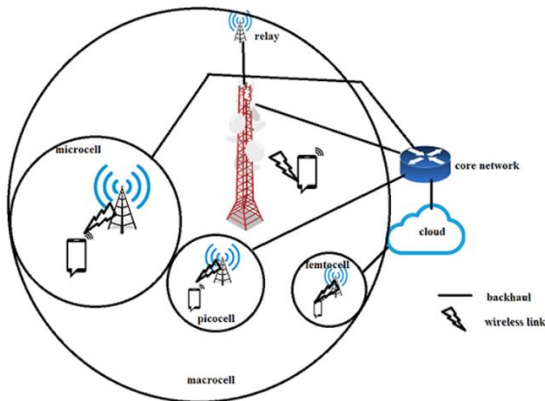


Figure 1. Network Architecture of a 5G HetNet[6].

An example of a heterogeneous network is shown in fig. 1[7].

To achieve spectral efficiency and better frequency reuse, heterogeneous networks include non-orthogonal multiple access technology (NOMA). In NOMA, multiple users can operate in the same range simultaneously, being divided by power levels. The transmitter uses superposition coding so that the receiver, using a successive interference cancellation (SIC) unit, can separate users in both uplink and downlink lines. In SIC, decoding of simultaneously received packets is achieved by the receiver decoding first the stronger signal, subtracting it from the combined signal, and then decoding the difference as a weaker signal (fig. 2)

achieved by the receiver decoding first the stronger signal, subtracting it from the combined signal, and then decoding the difference as a weaker signal (fig. 2)

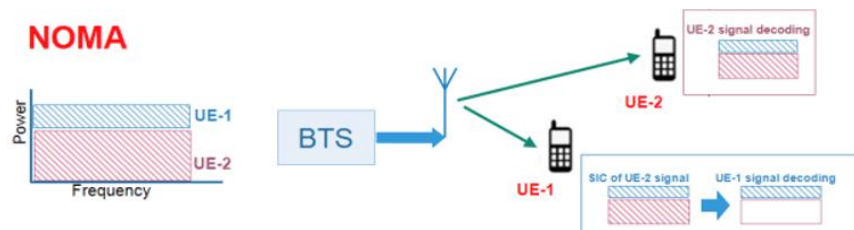


Figure 2. Non-orthogonal multiple access technology (NOMA)

[8]. Thus, the inclusion of NOMA in small cells of heterogeneous networks using the well-known technology of multiple access Multiple Input Multiple Output, to serve N number of users, allows us to effectively use bandwidth and find a compromise between bandwidth and energy efficiency.

MIMO systems are currently deployed in 3G, 4G, and LTE-advanced networks for both time-division duplex (TDD) and frequency-division duplex (FDD). Massive MIMO is a technology that is seen as the main mechanism of 5G to achieve high data rates with high spectral and energy efficiency. Large-scale MIMO is a physical layer technology, at frequencies below 6 GHz for the future 5G, designed to achieve huge channel bandwidth, spectral and energy efficiency [9]. It provides work at two levels: a macro level in the microwave bands for the implementation of control signals and a micro level in the bands mmWave for the transfer of user traffic. Massive MIMO is efficient in high-frequency bands and

provides high antenna array gain to cover path losses and enhance spatial diversity.

Thus, the technologies briefly discussed above are only a part of what is being implemented and refined. Several environmentally interconnected systems will provide valuable services to people around the world, such as transportation, health care, utilities, and more, and will be able to do so efficiently and energy-efficiently.

References

1. Cvetković D. Interactive Multimedia - Multimedia Production and Digital Storytelling, ch 1, 2019, DOI: 10.5772/intechopen.85904
2. C. Zhu, et al., Green Internet of Things for Smart World, IEEE Access, vol.3, pp.2151–2162, 2015.
3. Y.Li, et al., Green heterogeneous cloud radio access networks: Potential techniques, performance trade-offs and challenges, pp.1–7, 2017 DOI:10.1109/MCOM.2017.1600807
4. E. Björnson. How Energy-Efficient Can a Wireless Communication System Become?. Björnson .E , G. Larsson E. pp.1–5, 2019. Retrieved 25 October 2021 from <https://arxiv.org/pdf/1812.01688.pdf>
5. Lee, Woongsup & Jung, Bang Chul. (2016). Improving Energy Efficiency of Cooperative Femtocell Networks via Base Station Switching Off. Mobile Information Systems. pp 1-6, 2016. doi: 10.1155/2016/3073184.
6. Prem, Aruna & Rougier, Jean-Louis & Rossi, Dario & Chaudet, Claude. A Survey of Green Networking Research. IEEE Communications Surveys & Tutorials, pp 1-19, 2012.
7. Malik, Nabeel & Ur Rehman, Masood. Green Communications: Techniques and Challenges. EAI Endorsed Transactions on Energy Web., vol 4, pp 1-6, 2017. doi: 10.4108/eai.4-10-2017.153162
8. RC Kizilirmak. Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for 5G Networks. Retrieved 07 May 2021 from <https://www.intechopen.com/books/towards-5g-wireless-networks-a-physical-layer-perspective/non-orthogonal-multiple-access-noma-for-5g-networks>
9. Haralabos Papadopoulos, Chenwei Wang, Ozgun Bursalioglu, Xiaolin Hou. 2016. Massive MIMO Technologies and Challenges towards 5G. DOI:10.1587/transcom.2015EBI0002

Анотація

Окреслено та уточнено поняття мультимедійних мереж. Підіймається проблема енергоефективного використання ресурсів, вуглецевого сліду. Описано шляхи вирішення в контексті мереж 5-го покоління. Вказані основні парадигми та необхідні для цього технології, зокрема виділено технології гетерогенних мереж, неортогонального множинного доступу та MIMO.

Ключові слова: мультимедіа, 5G, HetNet, NOMA, широмаштабний MIMO.

Abstract

The concept of multimedia networks is outlined and clarified. The problem of energy efficient use of resources, carbon footprint is raised. Solutions in the context of 5th generation networks are described. The main paradigms and technologies necessary for this are indicated, in particular, technologies of heterogeneous networks, technologies of non-orthogonal multiple access and MIMO are distinguished.

Keywords: multimedia, 5G, HetNet, NOMA, massive MIMO.

АНАЛІЗ АЛГОРИТМУ ПОЗИЦІОНУВАННЯ ОБ'ЄКТА НА ОСНОВІ ТЕХНОЛОГІЇ BLUETOOTH BEACON

Косовець І. А., магістрант; Товкач І. О., к.т.н.;

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», м. Київ, Україна

На сьогоднішній день позиціонування є необхідним в таких сферах як: маркетинг, транспортна сфера, промисловість та охорона здоров'я [1]. В умовах коли GPS та інші супутникові системи позиціонування мають велику похибку або взагалі не працюють, наприклад у приміщенні або під землею, позиціонування можна виконати за допомогою використання технологій WiFi та Bluetooth.

Технологія Bluetooth Low Energy(BLE) [1] має такі переваги як мале енергоспоживання та підтримка всіма розробниками персональної електроніки. На основі цієї технології побудовано пристрої Bluetooth beacon (маяки), які використовуються для розсилання інформації та позиціонування мобільних об'єктів.

Оскільки рішення що вже існують не задовольняють вимогам точності, аналіз та розробка алгоритмів позиціонування на основі пристроїв Bluetooth beacon є актуальною задачею.

При визначенні положення об'єкту за допомогою Bluetooth beacon використовуються виміряні значення потужності прийнятих сигналів (RSS - receive signal strength). Потужність визначається за моделлю поширення, яка враховує тільки загасання сигналу та має вигляд[2]:

$$P_i = P_0 - 10 \cdot a \cdot \lg\left(\frac{R_i}{R_0}\right) + v_i, \quad (1)$$

де P_i — виміряна об'єктом потужність, отримана від i -того маяка, що знаходиться на відстані R_i , $i = \overline{1, n}$, n — кількість Bluetooth маяків; P_0 — потужність сигналу на відомій відстані R_0 ; a — коефіцієнт загасання в середовищі; v_i — помилка вимірювання потужності сигналу.

Розрахунок положення об'єкта виконується за допомогою розв'язка системи рівнянь методом найменших квадратів (МНК) в векторному виді:

$$\omega = 0.5(A^T A)^{-1} A^T B, \quad (2)$$

де $\omega^T = (x, y, R)$ — вектор, що включає оцінки координат джерела радіовимірювання;

$$A = \begin{bmatrix} x_1 & y_1 & -0.5 \\ x_2 & y_2 & -0.5 \\ \dots & \dots & \dots \\ x_i & y_i & -0.5 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} x_1^2 + y_1^2 - 10 \frac{P_0 - P_1}{5 \cdot a} \\ x_2^2 + y_2^2 - 10 \frac{P_0 - P_2}{5 \cdot a} \\ \dots & \dots & \dots \\ x_i^2 + y_i^2 - 10 \frac{P_0 - P_i}{5 \cdot a} \end{bmatrix};$$

x_i, y_i — положення i -того маяка в заданій сітці координат; x, y — координати що визначаються.

Моделювання алгоритму на основі RSS-вимірювань (1) виконано in-door (в приміщенні), яке має такі параметри: довжина — 100 метрів; ширина — 3 метри. Конфігурація розташування Bluetooth beacon: $B_1(0; 0)$, $B_2(12.5; 3)$, $B_3(25; 0)$, $B_4(37.5; 3)$, $B_5(50; 0)$, $B_6(62.5; 3)$, $B_7(75; 0)$, $B_8(87.5; 3)$, $B_9(100; 0)$. Місцеположення об'єкта задається з проміжком 1 метр, впродовж всього приміщення (рис. 1).

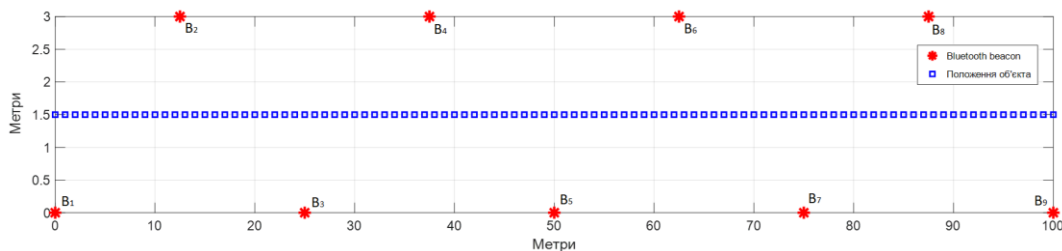


Рисунок. 1. Конфігурація розташування Bluetooth beacon та місцеположення об'єкта

Похибка вимірювання потужності маяками $\sigma = 0.5$ дБм. В якості показника ефективності використано кругове середнє квадратичне відхилення (СКВ) $\hat{\sigma} = \sqrt{\text{tr}(\hat{P})}$.

Фактичне кругове СКВ $\hat{\sigma}^{MK}$ (крива 1) похибки оцінки положення об'єкта, отримане методом Монте-Карло при розрахунку з використанням всіх датчиків, яке зображено на рис. 2. СКВ $\hat{\sigma}^{MK}$ похибки оцінки положення об'єкта, приймає значення в межах від 15 до 70 метрів.

Також розраховано СКВ $\hat{\sigma}^{MK}$ (крива 2) похибки оцінки положення об'єкта, використовуючи маяки, прийнята потужність яких $P_i > -75$ дБм, що відповідає найближчим 3-4 маякам до положення об'єкта, що визначається. Таким чином використовуючи лише маяки з прийнятим сигналом, який задовольняє заданому критерію потужності, дозволило зменшити СКВ похибки оцінки положення об'єкта більше ніж у три рази. Для зменшення СКВ похибки оцінки положення об'єкта на початку та в кінці приміщення, необхідно в крайніх точках додати Bluetooth beacon.

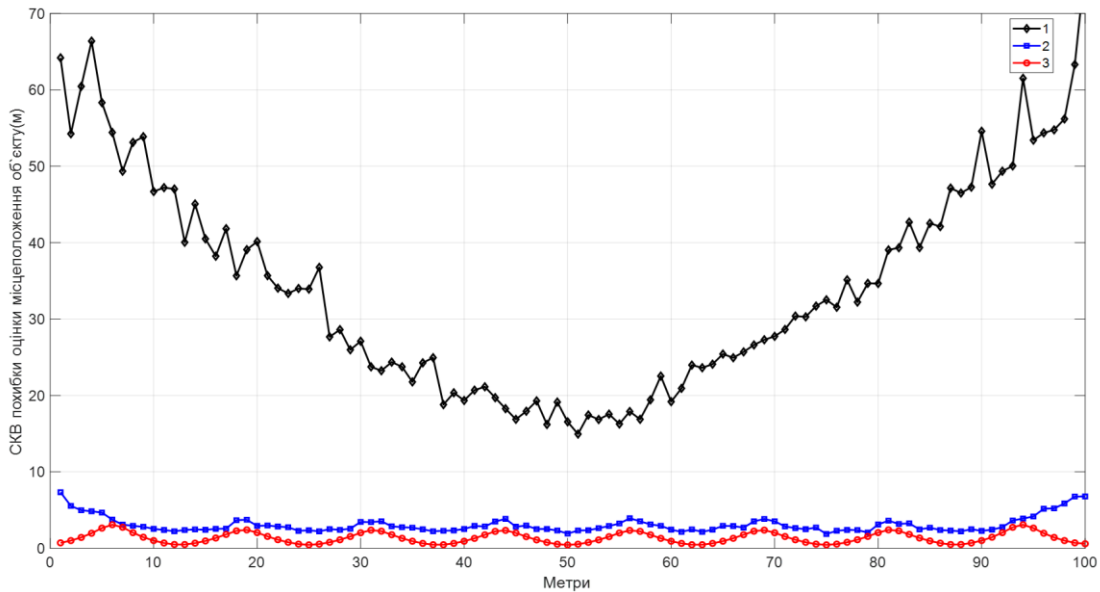


Рисунок. 2. СКВ похибки оцінки положення об'єкта

Також на рис. 2 показано СКВ $\hat{\sigma}_{\text{НГРК}}$, яке відповідає нижній границі Рао-Крамера (НГРК), яка характеризує потенційно можливу точність визначення координат об'єкта (крива 3).

Для розглянутого алгоритму на основі RSS-вимірювань, СКВ похибки оцінки положення об'єкта не досягає НГРК на 30-35%, тому удосконалення алгоритму визначення положення об'єкта є актуальною науковою задачею.

Перелік посилань

1. Hashim, Ahmed A.; Rasheed, Mohammad M.; Abdullah, Sarah Ali. Analysis of bluetooth low energy-based indoor localization system using machine learning algorithms. *Journal of Engineering Science and Technology*, 2021, 16.4: 2816-2824.

2. Товкач І.О. Аналіз точностних характеристик алгоритма калмановської фільтрації параметрів руху БПЛА по даним сенсорної мережі на основі методу RSS /І.О.Товкач, С.Я.Жук // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали та системи». Київ, 20 — 26 березня 2017 р.: матеріали конференції — Київ, 2017. — С. 47 — 49.

Анотація

Проведено аналіз ефективності визначення положення об'єкта в приміщенні на основі RSS-вимірювань, з використанням алгоритму трилатерації. Отримані СКВ похибки оцінки положення об'єкта порівняні з нижньою границею Рао-Крамера та досліджено вплив кількості маяків що використовується для розрахунку.

Ключові слова: Bluetooth beacon, RSS-вимірювання, метод найменших квадратів.

Abstract

An analysis of the effectiveness of determining the position of the object in the room on the basis of RSS-measurements, using a trilateration algorithm. The SLE obtained errors in estimating the position of the object are compared with the lower Rao-Cramer limit and the influence of the number of beacons used for the calculation is investigated.

Keywords: Bluetooth beacon, RSS measurement, least squares method.

РОЗУМНИЙ ПРИСТРІЙ ВИЯВЛЕННЯ ДИМУ

Кот М.Г., Мирончук О. Ю.; PhD

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

Пожежна безпека являється одним з найактуальніших питань у житті сучасного суспільства, зокрема в містах мегаполісах з великою густиною населення. Стрімкий розвиток інформаційних технологій дозволяє створювати пристрої та системи, які дозволяють своєчасно виявляти пожежі і сповіщати про них.

В роботі представлено розумний пристрій для виявлення диму на основі сенсора MQ-2 [1]. Даний гаджет дозволяє оперативно виявити потенційну пожежу на початковому етапі та запобігти подальших збитків та жертв серед населення. Пристрій використовує концепцію інтернету речей (IoT – Internet of things), що дозволяє легко інтегрувати його у сучасні житлові та офісні приміщення, оснащені доступом до мереж WiFi.

На рис. 1 представлено структурну схему розробленого пристрою.

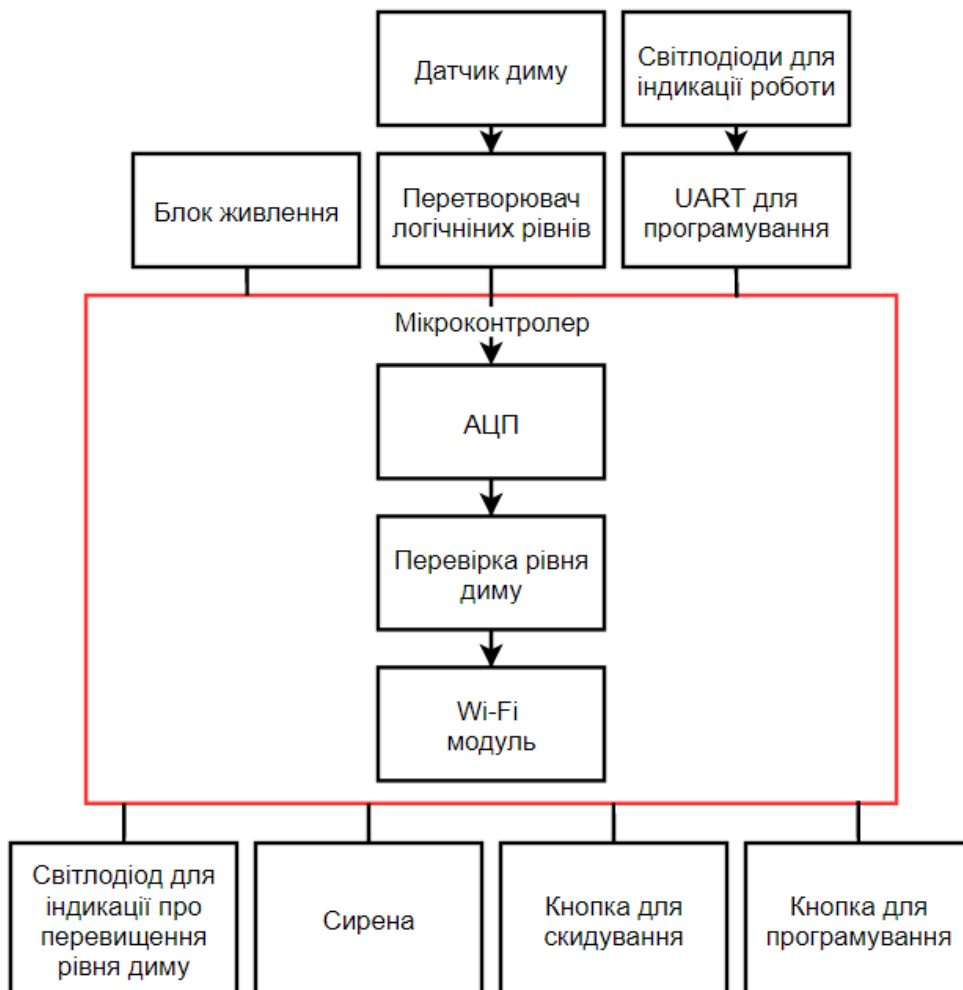


Рис. 1 Структурна схема пристрою

Сигнал з датчику диму MQ-2 подається на перетворювач логічних рівнів для перетворення 5В рівня в рівень 3.3В, з яким може працювати мікроконтролер. Далі перетворений сигнал поступає на вхід аналого-цифрового перетворювача мікроконтролера. Алгоритм аналізу оцифрованого сигналу представлений на рис. 2.

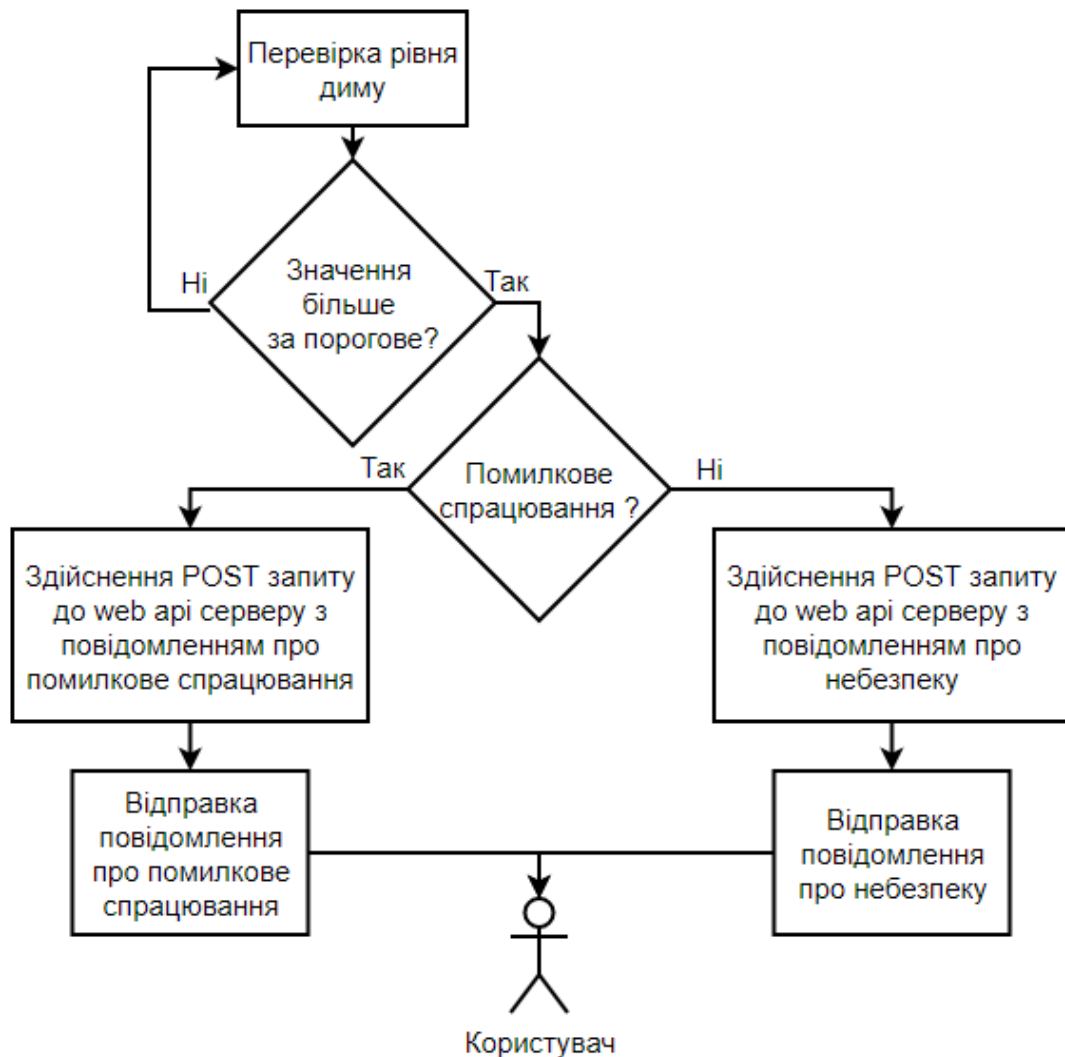


Рис. 2 Алгоритм роботи пристрою

Якщо він більший за порогове значення (встановлюється у програмному забезпеченні), то відбувається повідомлення людини про потенційну пожежу у приміщенні.

Порядок дій має наступний вигляд: мікроконтролер за допомогою вбудованого Wi-Fi модуля здійснює POST запит до віддаленого web арі серверу[2]. Вхідний запит опрацьовується та відбувається звертання до сервісів сповіщення, які будуть повідомляти людину про можливу небезпеку за допомогою віддаленого SMTP сервера, який буде надсилати електронні листи на вказану користувачем поштову адресу, та телеграм бота, який буде створений за допомогою Telegram Bot Api[3].

У разі помилкового спрацювання користувач може натиснути на кнопку скидання. У цьому випадку на пошту та в особисті повідомлення у месенджері Telegram прийде сповіщення про помилкове спрацювання.

Для налаштування потрібно завантажити початковий код з репозиторію. Після цього за допомогою Arduino IDE у файлі з прошивкою треба ввести адресу електронної пошти та SSID з паролем Wi-Fi мережі у відповідні змінні. Після цих дій треба завантажити прошивку для девайсу. Для конфігурування програмного забезпечення мікроконтролера на платі пристрою передбачений перетворювач з microUSB на UART. Для сповіщення за допомогою телеграм бота користувачу потрібно знайти його за іменем та активувати.

Згодом буде розроблений мобільний додаток з можливістю реєстрації користувача та моніторингом усіх датчиків клієнта. У файлі з прошивкою треба вказати логін і пароль у відповідні змінні при налаштуванні. Після цього відбудеться GET запит до web api серверу, який створить у базі даних новий ідентифікатор плати і поверне його.

Перелік посилань

1. MQ-2 Smoke Sensor Module [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://www.rcscomponents.kiev.ua/product/mq-2-smoke-sensor-module_75949.html — Назва з екрану.

2. Introduction to web APIs [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://developer.mozilla.org/en-US/docs/Learn/JavaScript/Client-side_web_APIs/Introduction — Назва з екрану.

3. Bots: An introduction for developers [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://core.telegram.org/bots> — Назва з екрану.

Анотація

Пожежі у приміщеннях — це небезпечне явище, яке призводить до смерті людини. Для запобігання майбутніх жертв був презентований пристрій, який має можливість сповіщення користувача про перевищений рівень диму у повітрі за допомогою концепції Інтернету речей та бездротових інтернет технологій. Були розглянуті принцип роботи та алгоритми сповіщення людини, яка використовує гаджет, про потенційну пожежу.

Ключові слова: IoT, інтернет речей, дим, детектор, мікроконтролер, бездротові технології, Telegram, Web Api, пожежа.

Abstract

Fire in a living accommodation is a dangerous phenomenon, which can lead to human's dead. For avoiding future casualties a device was presented, which has a possibility to notify a user about increased smoke level in air by using Internet of thing and wireless internet technologies. A work principle and algorithm of notifying human, who uses the gadget, about a possible fire have been reviewed.

Keywords: internet of things, smoke, detector, microcontroller, wireless technologies, Telegram, Web Api, fire.

АЛГОРИТМИ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ОРТОГОНАЛЬНИХ ПОЛІНОМІВ

Гуліч Є.Д., студент; Чмельов В.О., доцент

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

Розкладання на складові – є типова задача цифрової обробки в технічних системах різного виду. Зазвичай використовують Фур'є розкладання, але є і альтернативний підхід до розкладання, як розкладання на «коливання». Проблемою Фур'є є значні обчислювальні витрати. Тому є необхідність створення нових алгоритмів рішення задачі. Одним із них є розкладання Гільберта-Хуанга для побудовання спектра.

Одним із етапів перетворення Гільберта-Хуанга є знаходження емпіричних мод. Будь-яку функцію та сигнал, яка має довільну послідовність екстремумів (мінімум 2), можна поділити на функції IMFs.

Емпірична мода (IMF – Intrinsic Mode Functions) – це функція, яка задана неперервно на інтервалі існуючого сигналу чи дискретно у вигляді вектору відліку, маючи довільну форму та аналітичний довільний запис

Для прикладу розкладемо емпіричні моди зашумленого частотно-маніпульованого сигналу. На рис.2. зображено сигнал, а на рис.3. сигнал складної форми на його складові.

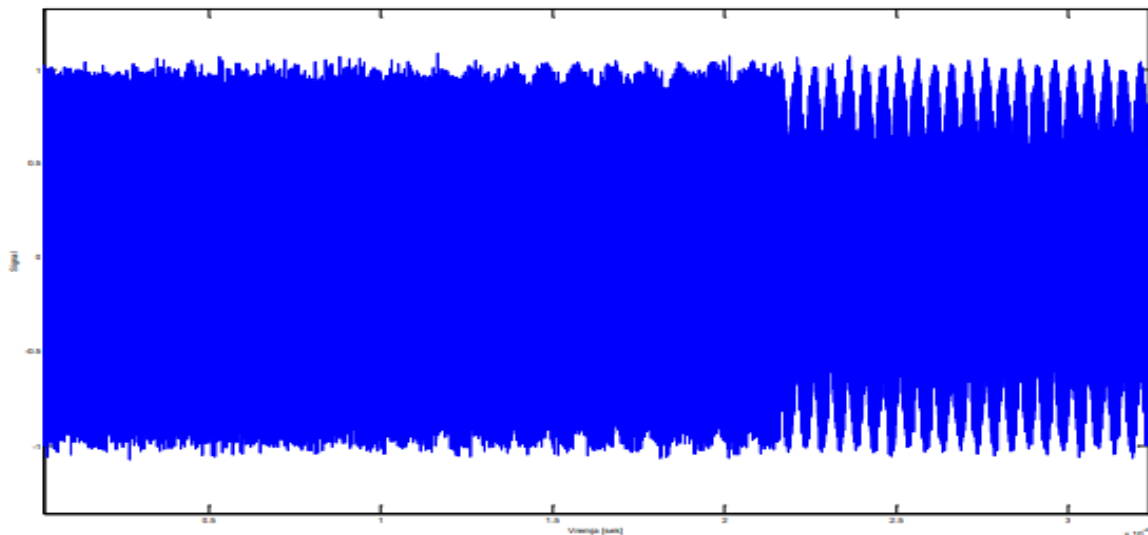


Рисунок 1. Частотно-маніпульований сигнал.

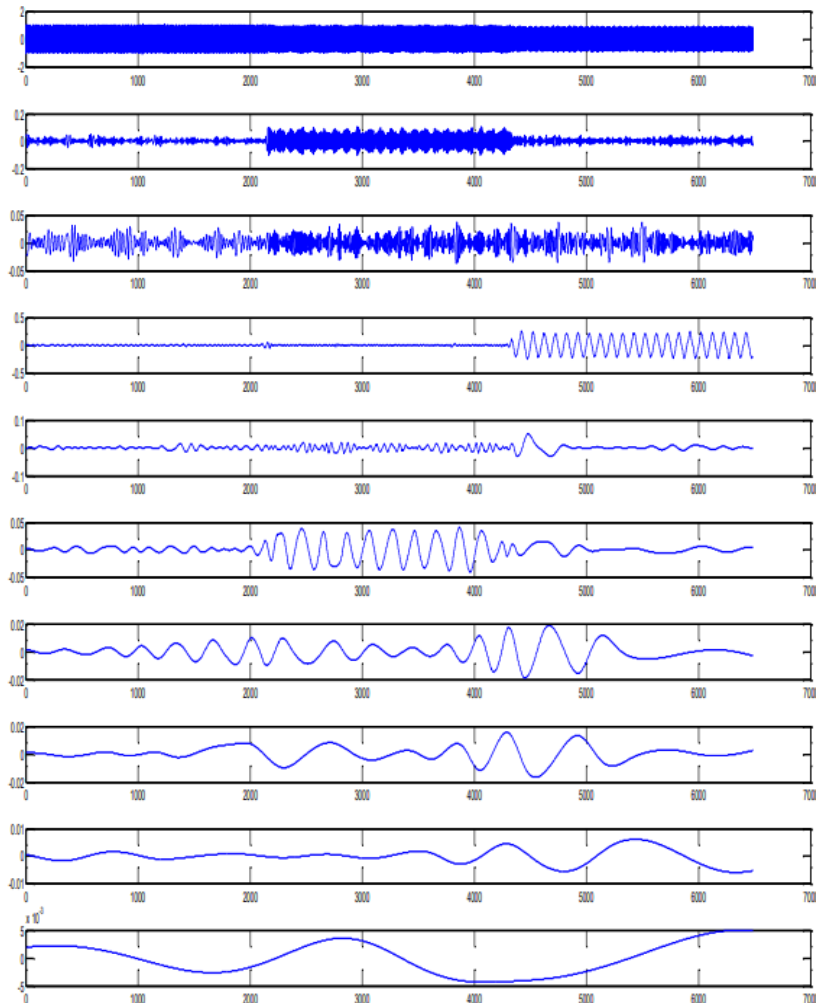


Рисунок 2. IMF частотно-маніпульованого сигналу.

По осі X – номер відліку, а вісь Y – амплітуда сигналу в розмірних одиницях.

Екстремуми сигналу несуть інформацію про високочастотну вузькосмугову складову. Якщо видалити (відфільтрувати) з сигналу цю складову, то отримаємо згладжену криву, екстремуми якої несуть інформацію о наступній вузькосмуговій складовій.

Із отриманих даних можна робити висновки о процесі, отримання оцінок спектральних характеристик, формулювати діагностичні ознаки, а також спростити параметричний аналіз та зменшити трудомісткість, застосовуючи його не до сигналу, а до виділених складових.

На рис. 3. Зображено блок-схему алгоритму емпіричної модової декомпозиції (ЕМД).

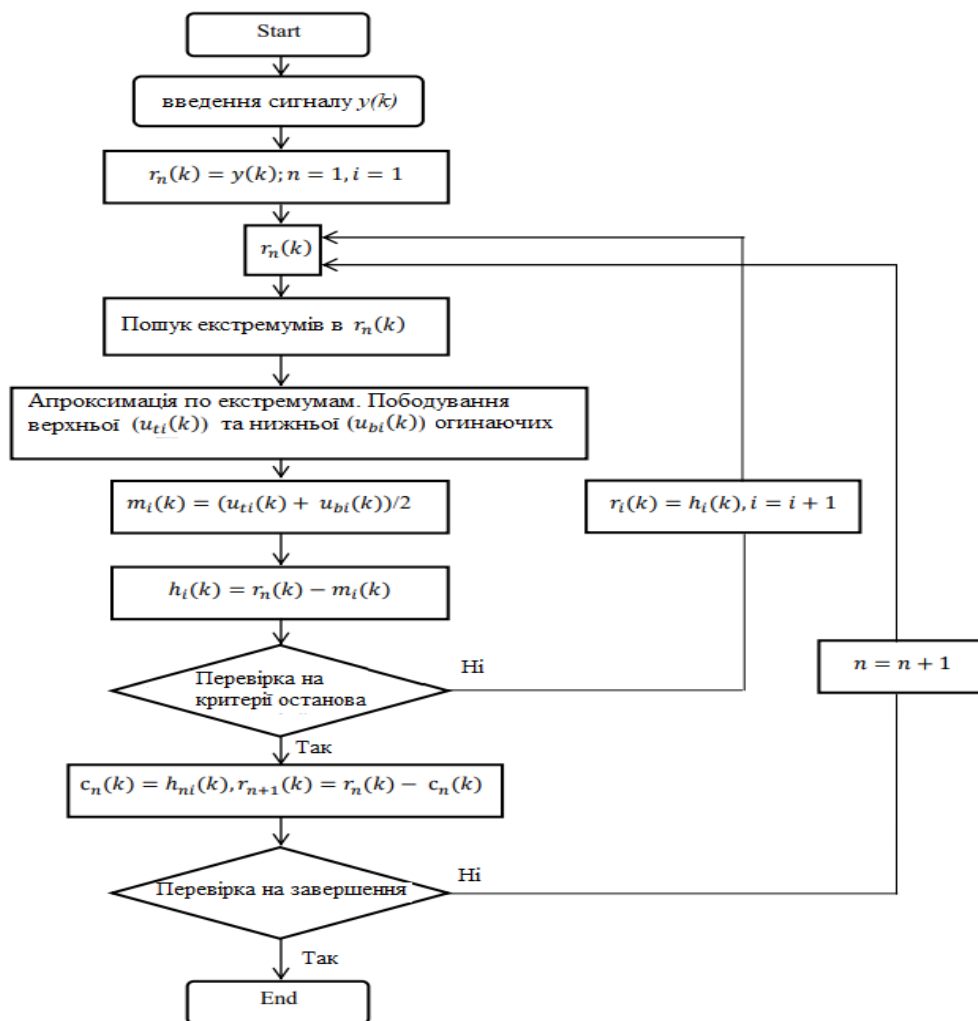


Рисунок 3. Блок схема алгоритму ЕМД.

Перелік посилань

1. Гришин Ю.П. Ипатов Ю.М. Радиотехнические системы. — 1990.
2. Иванов М. Т. Радиотехнические цепи и сигналы / Сергиенко А.Б., Ушаков В.Н.. — 2014.

Анотація

В цій роботі розглядається одним із етапів перетворення Гільберта-Хуанга, а саме знаходження емпіричну моду.

Основною задачею є вивчення перетворення Гільберта-Хуанга та порівняння його з іншими частотно-часовими методами аналізу сигналів.

Ключові слова: Гільберт-Хуанг, аналіз сигналу, перетворення сигналу.

Abstract

This paper considers one of the stages of the Hilbert-Huang transformation, namely the finding of empirical fashion.

The main task is to study Hilbert-Huang transformation and compare it with other frequency-time methods of signal analysis

Keywords: Hilbert-Huang, signal analysis, signal conversion.

DETECTION OF MOVING OBJECTS IN VIDEO SEQUENCES

Omelianenko B. A., Master's student; Vyshnevyi S. V., Cand. Sc. (Technology)

National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine

Computer vision systems are increasingly used in various fields of human activity. Among the various methods of digital image processing and video sequences, approaches focused on the detection and analysis of moving objects are important. With the rapid growth of number of unmanned aerial vehicles (drones) belonging to the consumer segment, as well as the development and use of unmanned aerial vehicles (UAVs) related to military equipment, it is very important to detect UAVs and record the violations of the perimeter of the No Drone Areas [1].

Given the fact that nowadays, even drones of the consumer segment are may be used for illegal and criminal acts, which include: entry into the private territory of residential buildings for the purpose of illegal collection of videos and photos and intrusion into the private life of residents; illegal transfer of goods across the state border or perimeters of objects that have a special status and are under protection; conducting real-time intelligence etc[1].

Among the various methods of moving object detection we can highlight the following: optical flux method [2]; method of background subtraction [3]; statistical method.

Statistical methods are based on the method of subtracting of the background. This method is used to remove regions of change (an area of an image with a moving object) from a stationary background.

Background subtraction detection methods are often used as a basis for further analysis of the area of the image in which motion is detected. Among the methods of forming the background of the image, which is considered that does not contain objects of interest, is to analyze individual frames of the video sequence, obtained at certain intervals, and thus the background can be evaluated as follows [4]:

$$I_{BG}(n, m) = \min(I_1(n, m), I_2(n, m), \dots, I_k(n, m)), \quad (1)$$

where $I_{BG}(n, m)$ — estimated background of the analyzed video sequence; n, m — value of row and column indices of the pixels in background image; $n = 1, \dots, N$, $m = 1, \dots, M$, where N, M — number of rows and columns in the frame of video sequence or still digital image; $I_t(n, m)$ — frames of video sequence that are obtained in different moments of time, $t = 1, \dots, k$, where k — number of such frames; $\min()$ — function that determines the smallest value of appropriate pixels among images $I_t(n, m)$ and obtained values are assigned to appropriate pixels of

background image $I_{BG}(n, m)$.

Another variant of determining the background, in contrast to (1), may involve finding the maximum values of the corresponding pixels among the frames presented for analysis [4]:

$$I_{BG}(n, m) = \max(I_1(n, m), I_2(n, m), \dots, I_k(n, m)), \quad (2)$$

where $\max()$ — function that determines the largest value of appropriate pixels among images $I_t(n, m)$, $t = 1, \dots, k$, and obtained values are assigned to appropriate pixels of background image $I_{BG}(n, m)$.

The disadvantage of approaches (1) and (2) in the estimation of the background may be the negative impact of pixels that are distorted by impulse noise, as well as frames that are overexposed or underexposed. Thus, the obtained background estimate may not correspond to the true values. Median filtering of individual frames of video sequences or a set of still images that are used for background analysis can be conducted to suppress impulse noise.

Another approach that allows to perform background estimation involves averaging individual frames:

$$I_{BG}(n, m) = (I_1(n, m) + I_2(n, m) + \dots + I_k(n, m)) / k, \quad (3)$$

where k — the number of frames of the video sequence.

Some disadvantage of method (3) is that all frames have the same effect on the formation of the resulting background. This expression can be used when the lighting conditions and settings of the recording equipment remain unchanged.

Otherwise, a different approach can be used for better adaptation to changing environmental conditions [5]:

$$I_{BG}^i(n, m) = \rho I_{BG}^{i-1}(n, m) + (1 - \rho) I_i(n, m), \quad (4)$$

where $I_{BG}^i(n, m)$ — current estimation of background; $I_i(n, m)$ — current frame of the video sequence or still image that is used for background updating; i — number of current frame or still image that is used for background updating, $i = 1 \dots L$; L — amount of frames or still images that should be used for background estimation; ρ — coefficient that describes the influence of estimated background before the current frame $I_i(n, m)$ is obtained, $\rho = 0, \dots, 1$; $I_{BG}^0(n, m) = I_0(n, m)$ — where $I_0(n, m)$ is a frame or still image at the beginning of the process of background estimation.

After the background has been estimated, it is possible to search the regions where the moving object are present. For this purpose the difference of pixels of background image and pixels of the analyzed image is calculated[6]:

$$I_D(n, m) = |I(n, m) - I_{BG}(n, m)|, \quad (5)$$

where $I_D(n, m)$ is a difference image; $I(n, m)$ — frame of video sequence or still

digital image that contains the scene for analysis; $I_{BG}(n, m)$ — image of a background, that may be computed using i.e. expression (1)–(4).

Localized area in which a moving object is observed, should be analyzed to determine which class of objects the detected object is referred to. Correlation analysis may be used for such purposes. It is necessary to have a set of test images of moving objects of different classes, which can potentially be displayed in the analyzing scene. Another approach involves the use of neural networks as well as a large database of moving objects of different classes which can be registered in a video sequence or in a sequence of still images [7]. These approaches involve the use of separate methods and algorithms that allow, with a certain probability of correct detection to determine whether a moving object belongs to the appropriate class of object.

References

1. Tovkach I. Filtration of UAV Movement Parameters Based on the Received Signal Strength Measurement Sensor Networks in the Presence of Anomalous Measurements of Unknown Power at the Transmitter / I. Tovkach, S. Zhuk // Journal of Aerospace Technology and Management. — 2021. — №13.
2. Denman S. Adaptive Optical Flow for Person Tracking / S. Denman, V. Chandran, S. Sridharan // Digital Image Computing: Techniques and Applications. DICTA — 2005.
3. Gonzalez R.C. Digital Image Processing / R.C. Gonzalez, R.E. Woods. — Pearson — 2018 — 1168 p.
4. Vaniev A. Method for Identifying Fast-Moving Objects Using a Digital Optical Tracking Type Locator / A. Vaniev, G. Emelianov // Journal Computer Optics. — 2013. — №4 — P.477—483.
5. Bondarenko V.A. Algorithm for Electro-Optical Systems of the Complex for Protection the Restricted Areas from Unmanned Aerial Vehicles / V.A. Bondarenko, G.E. Kaplinskiy, V.A. Pavlova, V.A. Tupikov // Izvestiya SFedU. Engineering Sciences. — 2018 — P.15—27.
6. Hamatapa R. Image Processing for Drones Detection / R. Hamatapa, C. Vongchumyen // International Conference on Engineering, Applied Sciences and Technology (ICEAST). — 2019.
7. Liu H. A Drone Detection with Aircraft Classification Based on a Camera Array / H. Liu, F. Qu, W. Zhao, Y. Chen // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. — 2018.

Анотація

Розглянуто сфери застосування та перелік задач, в яких виявлення рухомих об'єктів на зображеннях та відео послідовностях може мати важливе практичне значення. Описані підходи до оцінки фону та використання різницевого методу для виявлення областей, в яких відбувається рух об'єктів. Наведені подальші варіанти аналізу областей зображення, в яких були локалізовані рухомі об'єкти.

Ключові слова: відеопослідовність, виявлення рухомих об'єктів, оцінка фону.

Abstract

Areas of application and a list of tasks in which the detection of moving objects in images and video sequences can be of a practical importance are considered. Approaches for estimation of the background and using the difference method to identify areas with moving objects are described. Further stages of analysis of areas with moving objects in the image or video sequence are presented.

Keywords: video sequence, moving objects detection, background estimation.

СИНТЕЗ ПРИСТРОЇВ УПРАВЛІННЯ ЛІНІЙНИМИ ПРОЦЕСАМИ В КАНАЛАХ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

Міщенко В. О., аспірант; Степанов М. М., д.т.н., с.н.с.

КПІ імені Ігоря Сікорського радіотехнічний факультет м. Київ

Постановка проблеми: новітні системи та засоби радіозв'язку забезпечують великий обсяг передавання інформації. Це, в свою чергу, потребує вдосконалення систем моніторингу мереж радіозв'язку та вирішення проблем надлишкової завантаженості каналів радіозв'язку.

Постановка завдання: визначити шляхи оптимізації систем моніторингу мереж радіозв'язку та основні шляхи зменшення завантаженості каналів радіозв'язку.

Метою роботи є аналіз факторів впливу на завантаженість радіоканалу, обробка результатів моніторингу в вимірювальних пристроях під час кожного передавання інформації та розробка пропозицій щодо забезпечення оптимізації завантаженості каналу радіозв'язку з використанням систем динамічного моніторингу.

Один з основних шляхів оптимізації систем моніторингу – цифрова обробка сигналів при їх відображенні на ситуаційній карті. Іншим шляхом оптимізації, що нічим не поступається згаданому, є зменшення завантаженості каналу зв'язку. Адже канал радіозв'язку завжди є дефіцитним і за наявності сотень-тисяч передавачів зменшення його завантаженості є особливо відчутною. Основними шляхами зменшення завантаженості каналу зв'язку можуть бути такі:

- зменшення обсягу інформації під час кожного передавання;
- збільшення часових інтервалів між сусідніми передаваннями.

Зазначений ефект можливо досягти, використовуючи теорію ймовірностей, зокрема визначаємо закон розподілу, функцію розподілу, діапазон значень ймовірностей.

Для цього використовуємо декілька законів розподілу:

- експоненціальний закон розподілу;
- логнонормальний закон розподілу;
- рівномірний закон розподілу.

Результати вимірювань, що здійснюються під час динамічного моніторингу, належать до випадкових процесів та можуть відповідати певним законам розподілу. А кожен закон розподілу можливо охарактеризувати такими показниками:

- функція густини ймовірності;
- інтегральна функція розподілу;
- функції оцінки параметрів закону розподілу.

Синтез пристроїв управління лінійними процесами ліній зв'язку

«Лінійними» є ТП, який складає послідовність у часі функціональних і логічних операцій; лінії передачі відрізняється від складного процесу «сітьового» типу, в якому одночасно може реалізуватися декілька простих процесів, логічно пов'язаних умовами «передування» та «несумісності».

Управління «простими» (лінійними) технологічними процесами конструктивної одиниці даної інформаційної функції (транзакції) реалізується пристроями управління (ПУ), чи мікропроцесорами, які уявляють собою так звані дискретні автомати (ДА) з пам'яттю. Такі ДА можуть мати дві різних структури – дискретні автомати Мура і дискретні автомати Мілі.

Структурі ДА Мура відповідає система функціональних рівнянь

$$\left. \begin{aligned} z_i &= \varphi(x_i, z_{i-1}) \\ y_i &= \psi(z_i) \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

де z_{i-1} – стан ДА у попередній дискретний момент часу t_{i-1} ;

x_i – вхідне «слово» (ознака умови скінчення попередньої операції процесу від виконавчого пристрою) в поточний дискретний момент часу t_i ;

z_i – стан ДА при x_i ;

y_i – вихідне слово ДА (команда на початок відповідної подальшої операції процесу виконавчому пристрою) в момент часу t_i .

Структурі ДА Мілі відповідає система функціональних рівнянь

$$\left. \begin{aligned} z_i &= \Phi(x_i, z_{i-1}) \\ y_i &= \Psi(x_i, z_{i-1}) \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

де z_{i-1} – стан ДА у попередній дискретний момент часу t_{i-1} ;

x_i – вхідне «слово» (ознака умови ходу процесу) в поточний дискретний момент часу t_i ;

z_i – стан ДА при x_i ;

y_i – вихідне слово ДА (команда) в момент часу t_i .

Множина внутрішніх станів $\{z\}$ ДА представляється комбінаціями станів бінарних елементів пам'яті (двійковим кодом); вибором функцій (φ, ψ) ДА мура та (Φ, Ψ) ДА Мілі стає можливим забезпечити перетворення інформації, відповідно до потрібних правил, за допомогою даних структур ДА.

Алгоритмічний синтез ПУ на ґрунті ДА підрозділяється на два етапи – абстрактний і структурний синтез.

Абстрактний синтез ПУ полягає в одержанні абстрактної моделі ДА – графа станів і переходів. Для цього схема алгоритму управління «відмічається» символами станів ДА, і потім аналізуються переходи ДА у суміжні стани при усіх можливих вхідних словах (логічних умовах). Кожне вхідне слово x_i реально відповідає можливій комбінації логічних змінних контролю

«УМОВ»

$$\langle p_i(\overline{p_i}), i = \overline{1, m} \rangle, \quad (3)$$

де p_i – значення логічної змінної при «істинності» i -ої умови контролю хода процесу;

$\overline{p_i}$ – значення логічної змінної при «хибності» i -ої умови.

Кожне вихідне слово y_i відповідає єдиній з команд управління, яку видає ПУ об'єкту управління –

$$\langle A_j, j = \overline{1, n} \rangle. \quad (4)$$

Для ПУ типу ДА Мура, як то прямує із (1), кількість станів ДА дорівнює кількості різних команд управління, тому на графі ДА його вершинами будуть

$$z_0(ПО, КО); z_1(A_1); \dots; z_n(A_n), \quad (5)$$

де стан z_0 відповідає початку операцій (ПО) і кінцю операції (КО) процесу управління. Кожна дуга графу ДА повинна відповідати можливому операційному переходу в схемі алгоритму і мати «вагу» – логічний вираз умови переходу ДА у суміжний стан.

Для ПУ типу ДА Мілі, як то прямує із (2), кількість станів ДА дорівнює кількості різних команд управління, тому на графі ДА його вершини з'єднуються дугами відповідно операційному переходу в схемі алгоритму і мають «вагу» – логічний вираз умови переходу ДА у суміжний стан та команду управління, яку видає ПУ при даному переході.

Структурний синтез ПУ полягає у побудові функціональної схеми ПУ і містить наступні кроки.

1) Вибір кількості і типу елементів пам'яті (ЕП).

Оскільки стани ДА надаються двійковим кодом, то кількість ЕП для ДА Мілі і Мура при кількості їх станів m знаходиться по формулі –

$$N_{en} = E[\log_2 m]. \quad (6)$$

Звичайно в якості бінарних ЕП застосовуються тригери з установчими входами $R(1)$ та $S(0)$ і «прямим» $q(1)$ та «інверсним» $\overline{q}(0)$ виходами.

2) Складання логічних функцій управління ЕП.

Завчасно кожному стану ДА присвоюється його значення в двійковому коді

$$z_j = \langle q_n q_{n-1} \dots q_1 \rangle, \quad (7)$$

де кожне q приймає значення 1 або 0. Тоді у відповідності з першим рівнянням систем (1) (2) маємо

$$\left. \begin{aligned} R_i &= \bigcup_{k=1}^m (\bar{q}_i)_{k-1} \cdot (q_i)_k \cdot (x_{k-1,k}), \quad i = \overline{1, m} \\ S_i &= \bigcup_{k=1}^m (q_i)_{k-1} \cdot (\bar{q}_i)_k \cdot (x_{k-1,k})_i, \quad i = \overline{1, m}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Тут m – кількість станів ДА;

$(k-1)$ – стан, з якого можливий перехід ДА у даний k -й стан;

$x_{k-1,k}$ – логічний вираз (слово) умови переходу;

$(\bar{q}, \bar{q})_{k-1}$ – наявні стани ЕП для $(k-1)$ -го стану ДА;

$(q, q)_k$ – потрібні стани ЕП для (k) -го стану ДА.

3) Складання логічних функцій вихідних команд.

У відповідності до другого рівняння систем (1), (2) маємо:

для ДА Мура

$$y_j = \bigcap_{i=1}^m q_i^{nomp}(z_j), \quad j = A1, A2, \dots, KO, \quad (9)$$

де q_i^{nomp} – потрібний стан i -го ЕП відповідно до коду стану z_j ,

для ДА Мілі –

$$y_j = \bigcap_{i=1}^m q_i^{nomp}(z_{j-1}) \cdot \Psi_{j-1,j}, \quad j = A1, A2, \dots, KO. \quad (10)$$

4) Синтез функціональної схеми ПУ.

Блок ЕП є їх простою сукупністю; логічний перетворювач ПУ синтезується у вигляді сукупності комбінаційних схем – вузлів формування усіх сигналів S, R, Y .

На цьому алгоритмічний синтез ПУ закінчується і здійснюється апаратний (схемний) синтез ПУ.

Висновок

За допомогою представленого математичного апарату можна провести синтез пристроїв управління лінійними процесами ліній зв'язку для подальшої їх оптимізації для збільшення пропускної спроможності, підвищення ймовірності передачі інформації й зменшення похибки та збільшення якості обслуговування абонентів мережі.

Перелік посилань

1. Олифер Н.А, Олифер В.Г. Средства анализа и оптимизации локальных сетей. Центр Информационных Технологий, 1998. – 424 с.

2. Герасимов Б.М., Субач І.Ю., Хусаїнов П.В., Міщенко В.О. Аналіз задач моніторингу інформаційних мереж та методів підвищення ефективності їх функціонування // Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони. 2008 рік. № 3 (3), стор. 24-27.

3. Кільчицький Є.В. Властивості та критерії оцінювання ефективності сучасної автоматизованої системи управління телекомунікаціями // Зв'язок.– 2003.– № 1.– С. 9–12.

4. Герасимов Б.М., Дивизинюк М.М., Субач І.Ю. Системы поддержки принятия

решений: проектирование, применение, оценка эффективности // НАН Украины НИЦ ВС Украины “Государственный океанариум”. – 2004. – 318 с.

5. НД ТЗІ 1.1-002-99. Загальні положення щодо захисту інформації в комп'ютерних системах від несанкціонованого доступу. – Введ. 28.04.1999. – К.: ДСТСЗИ СБ України, 2018.

6. НД ТЗІ 1.1-003-99. Термінологія в галузі захисту інформації в комп'ютерних системах від несанкціонованого доступу. – Введ. 28.04.1999. – К.: ДСТСЗИ СБ України, 2012.

7. НД ТЗІ 1.4-001-2000. Типове положення про службу захисту інформації в автоматизованій системі. – Введ. 04.12.2000. – К.: ДСТСЗИ СБ України, 2010.

8. В.С. Замятин, Ф.А. Попов Принципы построения комплексной системы управления информационно-вычислительной сетью ВУЗа. - 64 Ползуновский вестник № 2, 2006.

9. Замятин В.С. Использование статистического подхода при решении задач анализа и управления компьютерными сетями // Известия АГУ: №1. - Барнаул: АГУ, 2003. – С. 54-57.

10. Данилюк Ю.С., Попов Ф.А. Система моделирования локальных вычислительных сетей // Изв. АГУ: Спецсборник, 2002. – С. 63-64.

11. Архангельский В.І., Богаєнко І.М., Грабовський Г.Г, Рюмшин М.О. Людино-машинні системи автоматизації: управління якістю, безпекою і надійністю // - К: НВК «КІА», 2000. – 296 с.

12. Aikins J. S. Prototypical knowledge for expert systems // Artificial Intelligence. – 2010. – 10. – p. 163 – 210.

13. М.М. Егунов, О.Г. Шерстнева, Е.А. Абзапарова Системы управления сетями связи// Учебное пособие. Типография УрТИСИ ГОУ ВПО «СибГУТИ», 620109, Екатеринбург, ул. Репина, 15, 2009.

Анотація

В роботі представлено математичний апарат щодо синтезу пристроїв управління лінійними процесами ліній зв'язку для застосування в системах та засобах радіозв'язку які передають великий обсяг інформації. Пристрої управління лінійними процесами, які створенні за допомогою цього математичного апарату, дозволяють вдосконалити, з найменшими затратами системи моніторингу мереж радіозв'язку і вирішити проблеми надлишкової завантаженості каналів радіозв'язку.

Ключові слова: алгоритмічний синтез, структурний синтез, пристрої управління, лінійні процеси, лінії зв'язку, дискретні автомати.

Abstract

The mathematical apparatus for the synthesis of devices for controlling linear processes of communication lines in radio communication systems and means to transmit a lot of information is presented in this paper. Linear process control devices created using this mathematical apparatus allows us to improve, with the lowest cost, monitoring systems for radio communication networks and to solve the problems of excessive congestion of radio communication channels.

Keywords: algorithmic synthesis, structural synthesis, control devices, linear processes, communication lines, discrete automata.

Секція 3. Електроніка, нанотехнології, біомедичні системи, радіовимірювання.

Електронні матеріали, наноелектроніка та нанотехнології, теорія та практика радіовимірювань, радіоелектроніка біомедичних технологій, мікроелектроніка, ультразвукова техніка, технічна діагностика та методи неруйнівного контролю, оптичні системи та фотоніка.

Керівник секції: к.т.н., доц. Мовчанюк А. В.

Секретар секції: Сушко І. О.

ДАТЧИК ПРОТІКАННЯ ВОДИ

*Тарасюк А. О., магістрант; Зінгер Я.Л., к.т.н., асистент
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна*

В наш час, стрімкого розвитку набули системи Smart Home. Ці системи забезпечують швидке реагування на витік газу, води чи диму вдома, дають можливість економити на опаленні та електроенергії, забезпечують безпеку завдяки сучасним охоронним системами та підвищують комфорт вдома. Одна з важливих складових таких систем це датчики протікання води, оскільки протікання води може призвести до великих збитків.

Серед запропонованих на ринку пристроїв є багато варіантів датчиків. Проте їх об'єднує те, що вони спрямовані на виявлення води саме на підлозі. Оскільки протікання води може розпочатись не у квартирі користувача і початись з верхньої частини приміщення (наприклад від сусідів), необхідне рішення і для такого випадку. Для розробки такого пристрою необхідний чутливий елемент, що реагує саме на воду. Найпростішим рішенням є пластина з неізольованими провідниками. Принцип спрацювання заснований на тому, що краплі води, які потрапляють на пластину, будуть закорочувати контакти між собою, відповідно змінюючи опір пластини.

Такі чутливі елементи є на ринку, вони являють собою виносний зонд з провідним малюнком [1, 2].

Датчик МН–RD [1] має перевагу з огляду на можливість заміни модуля в разі його поломки, та має отвори для кріплення у корпус. Проте використання готового рішення створює обмеження по конструкції та ергономіці пристрою. Тому прийнято рішення виготовити чутливий до води елемент (зонд) самостійно. Для обрання оптимального рішення проведено дослідження залежності ефективності зонду від провідного малюнка та порівняння з вищенаведеним давачем МН–RD. Критерієм оптимальності є швидкодія спрацювання зонду на краплю води.

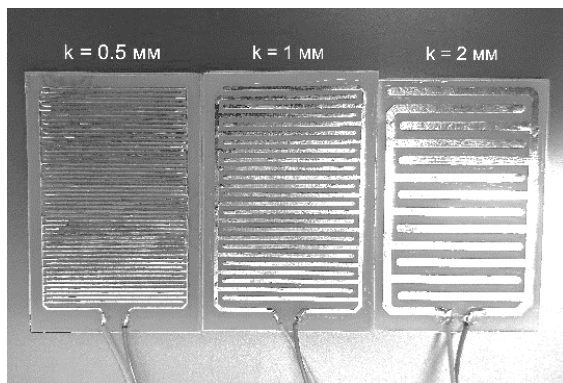


Рисунок 1. Експериментальні виносні зонди WS

Було виготовлено три варіанти зондів з кроком провідного малюнка $k = 0,5; 1$ та 2 мм (рис. 1).

Розмір пластин зонда рівний 59×39 мм (відповідно до аналога). Ширина провідника та зазор між провідниками рівні кроку k . На рис. 2, 3 наведено структурну схему макету та його фотографію. Для зондів на рис. 1 прийняте умовне позначення WS (Water Sensor).

Для зондів на рис. 1 прийняте умовне позначення WS (Water Sensor).

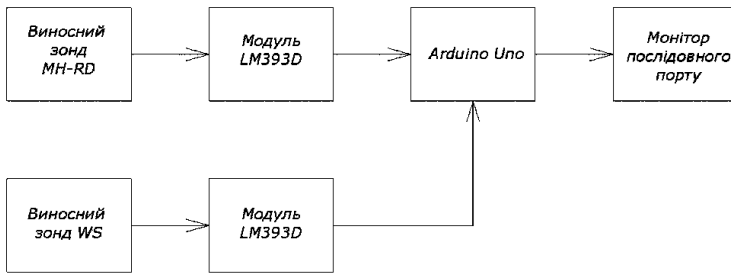


Рисунок 2. Структурна схема макету

Виносні зонди, що реагують на воду паралельно підключені через модулі з компаратором LM393D до Arduino Uno з використанням аналогових входів. Модулі підключені до джерела живлення 3,3 В. В залежності від опору датчика води на виході модуля змінюється напруга від 0 до 3,3 В. При подачі цього сигналу на аналоговий вхід Arduino, за допомогою вбудованого АЦП, котрий має розрядність 10 біт, перетворює число в діапазон значень від 0 до 1023, яке прямо пропорційне до аналогового входу напруги. Тобто нижнє значення на вході відповідає нулю, а верхнє $2^n - 1$, де n — розрядність вбудованого АЦП, 1 біт віднімається при перетворенні [3].

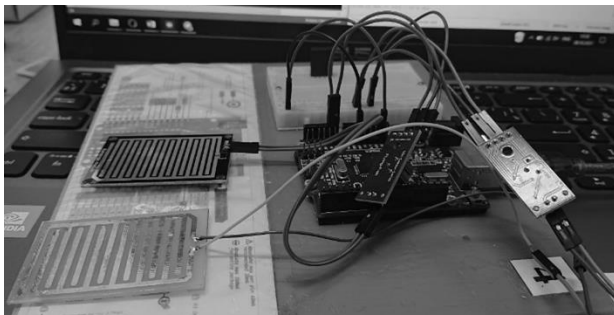


Рисунок 3. Макет

Відповідно програмно точність вимірювань розраховується як співвідношення максимальних значень $U/2^n \sim 3,22$ мВ.

Модуль LM393D (здвоєний компаратор напруги) являє собою пристрій, який порівнює між собою два електричних сигнали між інвертуючим та не інвертуючим входами та виводить цифровий сигнал, який вказує на зміну одного входного сигналу відносно іншого, одночасно виробляючи розрахунок співвідношення [4].

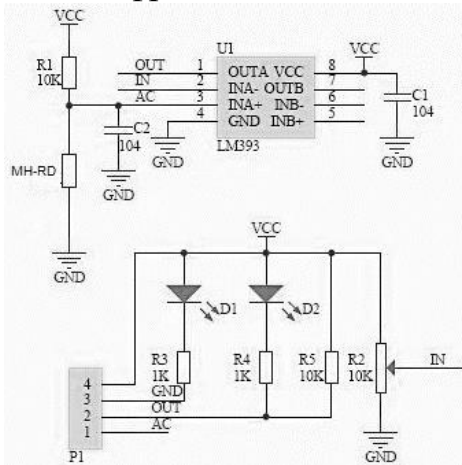


Рисунок 4. Принципова схема модуля LM393 [4]

До не інвертуючого входу компаратора INA+ підключена ланка з підтягуючим резистором R1 та чутливим до води зондом МН-RD (або WS), котрі являють собою дільник напруги. Напруга на цьому вході є опорною для компаратора. До інвертуючого входу INA — підключений потенціометр R2. За допомогою R2 встановлюється поріг чутливості модуля. Також на модулі присутні два світлодіоди для індикації живлення та стану цифрового виходу.

Під час досліду на виносні зонди макету поступово додавались краплі

Під час досліду на виносні зонди макету поступово додавались краплі

води за допомогою піпетки. Результати досліджень наведені на рис. 5 у вигляді залежності перетвореного значення різниці напруг ΔU від часу t .

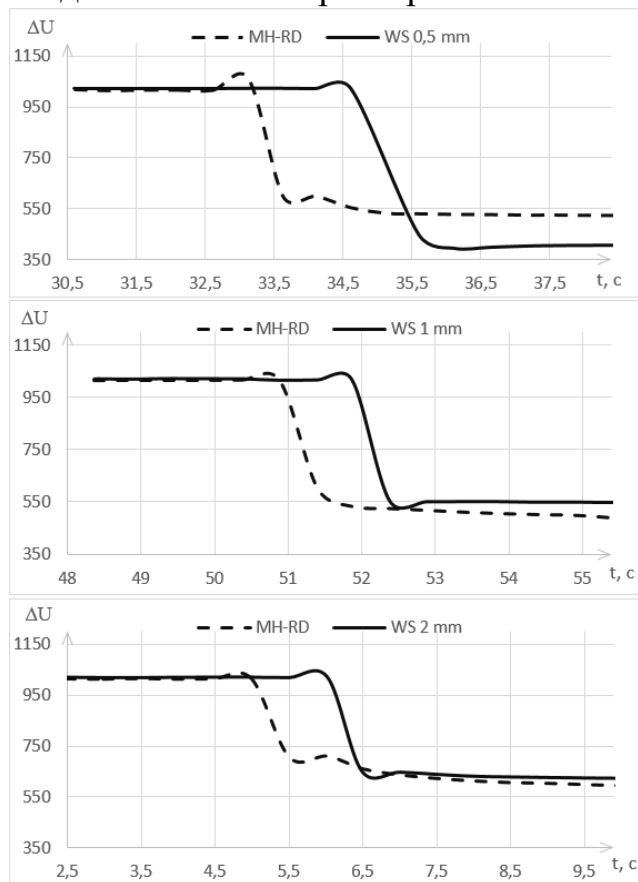


Рисунок 5. Результати експерименту

більша, а також при меншій ширині провідників краплина води охоплює більше контактів, що теж підвищує чутливість зонду.

Перелік посилань

1. Датчик дощу, вологи, снігу — Arduino.ua [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <https://arduino.ua/prod562-datchik-dojdya-vlagi-snega> — Назва з екрану.
2. Датчик рівня рідини — Arduino.ua [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <https://arduino.ua/prod644-datchik-yrovnya-jidkosti> — Назва з екрану.
3. ATmega328P. 8-bit AVR Microcontroller with 32K Bytes In-System Programmable Flash. DATASHEET — Atmel, 2015. — 294 с.
4. LM193 / LM293 / LM393 / LM2903 Low Power Low Offset Voltage Dual Comparators — National Semiconductor, 2002 — 15 с.

Анотація

Розглянуто наявні технічні рішення чутливих елементів для детектування води, спроектовано власні чутливі елементи та проведено дослідження ефективності виготовлених датчиків проти ринкового.

Ключові слова: датчик протікання, детектування води, MH-RD.

Abstract

The available technical solutions of sensitive elements for water detection are considered. The own sensing elements are designed. The effectiveness of manufactured sensors against the analogue are reserched.

Keywords: flow sensor, water detection, MH – RD.

ДЕТЕКТОР ПРЯМОЇ ПОСЛІДОВНОСТІ СИНУСОЇДНИХ НАПРУГ В СИСТЕМІ КООРДИНАТ МЕТОДУ ДВОХ ВАТМЕТРІВ

Артеменко М. Ю., д.т.н., професор; Батрак Л. М., к.т.н, доцент;
Кутафін Ю. В., аспірант

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

Детектори прямої послідовності синусоїдних напруг трифазної мережі є важливими компонентами пристроїв розподіленої генерації та активної фільтрації сучасних інтелектуальних мереж електроживлення, від надійності, швидкодії та точності функціонування яких суттєво залежать якісні показники електроенергії [1].

У загальному випадку вектор лінійних напруг прямої послідовності \bar{u}^+ можна виділити з трифазних синусоїдних несиметричних лінійних напруг, представлених в частотній області трикоординатним вектором комплексних діючих значень $\bar{u} = \left\| \dot{U}_{AB} \quad \dot{U}_{BC} \quad \dot{U}_{CA} \right\|^T$ (де T – знак транспонування), застосувавши матрицю \mathbf{F} симетричних компонентів Фортеск'ю [1]:

$$\bar{u}^+ = \begin{Bmatrix} \dot{U}_{AB}^+ \\ \dot{U}_{BC}^+ \\ \dot{U}_{CA}^+ \end{Bmatrix} = \mathbf{F} \bar{u} = \frac{1}{3} \begin{Bmatrix} 1 & \dot{a} & \tilde{a} \\ \tilde{a} & 1 & \dot{a} \\ \dot{a} & \tilde{a} & 1 \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{U}_{AB} \\ \dot{U}_{BC} \\ \dot{U}_{CA} \end{Bmatrix}; \dot{a} = e^{j2\pi/3}; \tilde{a} = e^{-j2\pi/3}. \quad (1)$$

Однак прямого практичного застосування в часовій області співвідношення (1) не знайшло через складність реалізації фазообертачів на 120° . Для подолання проблеми в рамках розповсюдженої теорії миттєвої потужності здійснюють матричний перехід від трикоординатних векторів напруг та струмів трифазної мережі до ортогональної $\alpha\beta$ - системи координат, в якій вектор прямої послідовності напруг може бути виділений за допомогою фазообертачів на 90° [1]. Останні достатньо просто реалізуються узагальненими інтеграторами другого порядку, що генерують квадратурні сигнали (УДП-ГКС, в оригіналі second order generalized integrator for quadrature-signals generation, SOGI-QSG [2]). Такий пристрій є високодобротним резонатором, на парафазних виходах якого формуються квадратурні гармонічні сигнали однакової амплітуди.

В [3] запропонована система керування паралельним активним фільтром трифазної трипровідної мережі в системі координат методу двох ватметрів (СКМДВ), що відрізняється простотою реалізації, підвищеною точністю та швидкодією. Вона оперує з двокоординатним вектором лінійних напруг, що відраховуються відносно спільної точки, наприклад,

$\bar{\mathbf{u}}_{2W} = \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AC} & \dot{U}_{BC} \end{matrix} \right\|^T$. Для реалізації детектора прямої послідовності цих напруг з використанням УІДП-ГКС систему ортогональних напруг доцільно задати у вигляді вектора $\bar{\mathbf{u}}_{\perp} = \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AD} & \dot{U}_{BC} \end{matrix} \right\|^T$ (рис.1).

Перехід до вектора лінійних напруг від обраної вектора ортогональних напруг здійснюється за формулою

$$\bar{\mathbf{u}} = \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AB} \\ \dot{U}_{BC} \\ \dot{U}_{CA} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AD} - \dot{U}_{BC} / 2 \\ \dot{U}_{BC} \\ -\dot{U}_{AD} - \dot{U}_{BC} / 2 \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} 1 & -1/2 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1/2 \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AD} \\ \dot{U}_{BC} \end{matrix} \right\| = \mathbf{C} \bar{\mathbf{u}}_{\perp},$$

а зворотний перехід між векторами напруг прямої послідовності задається виразом

$$\bar{\mathbf{u}}_{\perp}^+ = \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AD}^+ \\ \dot{U}_{BC}^+ \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} (\dot{U}_{AB}^+ - \dot{U}_{CA}^+) / 2 \\ \dot{U}_{BC}^+ \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} 1/2 & 0 & -1/2 \\ 0 & 1 & 0 \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AB}^+ \\ \dot{U}_{BC}^+ \\ \dot{U}_{CA}^+ \end{matrix} \right\| = \mathbf{C}^+ \bar{\mathbf{u}}^+.$$

Таким чином, виділення прямої послідовності вектора обраних ортогональних напруг відбувається послідовним матричним перетворенням

$$\bar{\mathbf{u}}_{\perp}^+ = \mathbf{C}^+ \mathbf{F} \mathbf{C} \bar{\mathbf{u}}_{\perp}, \quad (2)$$

причому результуюча матриця перетворення

$$\mathbf{C}^+ \mathbf{F} \mathbf{C} = \frac{1}{3} \left\| \begin{matrix} 1/2 & 0 & -1/2 \\ 0 & 1 & 0 \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} 1 & \dot{a} & \tilde{a} \\ \tilde{a} & 1 & \dot{a} \\ \dot{a} & \tilde{a} & 1 \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} 1 & -1/2 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1/2 \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} 1/2 & -e^{-j\pi/2} \sqrt{3}/4 \\ e^{-j\pi/2} / \sqrt{3} & 1/2 \end{matrix} \right\|$$

складається з комплексних елементів, що можуть бути реалізовані в часовій області за допомогою УІДП-ГКС.

Перехід від вектора напруг СКДМВ до обраних ортогональних здійснюється за формулою

$$\bar{\mathbf{u}}_{\perp} = \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AD} \\ \dot{U}_{BC} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AC} - \dot{U}_{BC} / 2 \\ \dot{U}_{BC} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} 1 & -1/2 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AC} \\ \dot{U}_{BC} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} 1 & -1/2 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \bar{\mathbf{u}}_{2W}, \quad (3)$$

а зворотний перехід для напруг прямої послідовності задається виразом

$$\bar{\mathbf{u}}_{2W}^+ = \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AC}^+ \\ \dot{U}_{BC}^+ \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AD}^+ + \dot{U}_{BC}^+ / 2 \\ \dot{U}_{BC}^+ \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} 1 & 1/2 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AD}^+ \\ \dot{U}_{BC}^+ \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} 1 & 1/2 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \bar{\mathbf{u}}_{\perp}^+. \quad (4)$$

В результаті апаратної реалізації розглянутих матричних перетворень сигналів утворюється детектор прямої послідовності синусоїдних напруг в СКМДВ, представлений на рис. 2.

На вході детектора здійснюється перетворення сигналів за (3). На виході 1 кожного з УІДП-ГКС формується гармоніка основної частоти вхід-

ного сигналу, на виході 1'- гармонічний сигнал тієї ж амплітуди з запізненням на 90^0 . За допомогою суматорів та відповідних вагових коефіцієнтів, що множаться на вихідні сигнали УІДП-ГКС, формується пряма послідовність ортогональних напруг за (2). Вихідний каскад детектора реалізовує пряму послідовність напруг в СКМДВ за (4).

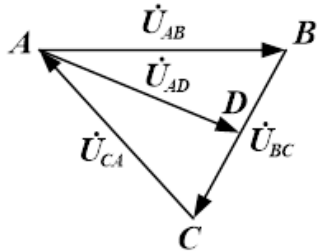


Рисунок 1 — Комплексні напруги трифазної мережі

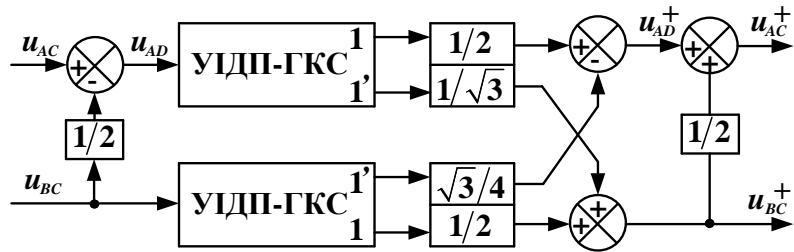


Рисунок 2 — Детектор прямої послідовності синусоїдних напруг в СКМДВ

Експериментальні дослідження в програмному середовищі Multisim 12.0 продемонстрували високу точність виділення синусоїдних напруг прямої послідовності запропонованим детектором. В ньому також вдвічі зменшена кількість операцій множення (6 замість 12) порівняно з варіантом, представленим в [1].

Перелік посилань

1. P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A.V. Timbus, M. Liserre and F. Blaabjerg. New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions// Proceedings of PESC'06 — 2006. — Pp. 1-7. <https://doi.org/10.1109/pesc.2006.1712059>.
2. X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler and J. Allmeling. Stationary-Frame Generalized Integrators for Current Control of Active Power Filters with Zero Steady-State Error for Current Harmonics of Concern Under Unbalanced and Distorted Operating Conditions// IEEE Trans. on Ind. App., Vol. 38, No. 2, 2002, pp. 523 – 532. <https://doi.org/10.1109/28.993175>.
3. Артеменко М.Ю. Кутафін Ю.В., Михальський В.М., Поліщук С.Й., Чопик В.В., Шаповал І.А. Керування паралельним активним фільтром трифазної трипровідної мережі в системі координат методу двох ватметрів. // Технічна електродинаміка. — 2021. — № 5. — С. 11 — 20. <https://doi.org/10.15407/techmed2021.05.011>.

Анотація

Запропоновано нову структуру детектора прямої послідовності напруг трифазної мережі для керування паралельним активним фільтром в системі координат методу двох ватметрів, що відрізняється простотою реалізації та підвищеною точністю.

Ключові слова: детектор прямої послідовності, метод двох ватметрів.

Abstract

The new structure of positive-sequence voltage detector of a three-phase network for shunt active filter control in the reference frame of the two wattmeters method is proposed. It differs in simplicity of implementation and increased accuracy.

Keywords: direct sequence detector, two wattmeter method.

СПЕЦИФІКА МОДЕЛЮВАННЯ ТЕНЗОРЕЗИСТИВНОГО СЕНСОР В ПРОГРАМНОМУ СЕРЕДОВИЩІ COMSOL MULTIPHYSICS

*Гончарук А. В., Савченко І. О., Адаменко Ю. Ф., к.т.н., доц.
Національний технічний університет України «Київський політехнічний
інститут ім. Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна*

Дослідження стосується розробки авторського комбінованого давача артеріального тиску (АТ), як частини портативного пристрою, який за принципом роботи якого схожий на манжетний тонометр [1].

В ході наукових досліджень виникла необхідність створення комп'ютерних 3D моделей складових частин сенсора, а саме тензорезистивного (ТР).

Для моделювання ТР частини сенсора було обрано програмне середовище Comsol Multiphysics. Застосунок дає змогу моделювати, вивчати фізичні явища та їх взаємозв'язок у навколишньому середовищі й обробляти результати експериментів.

За основу взятий одиночний прямокутний ТР КФ5П15200Б23 компанії Veda (рис. 1 а) [2].

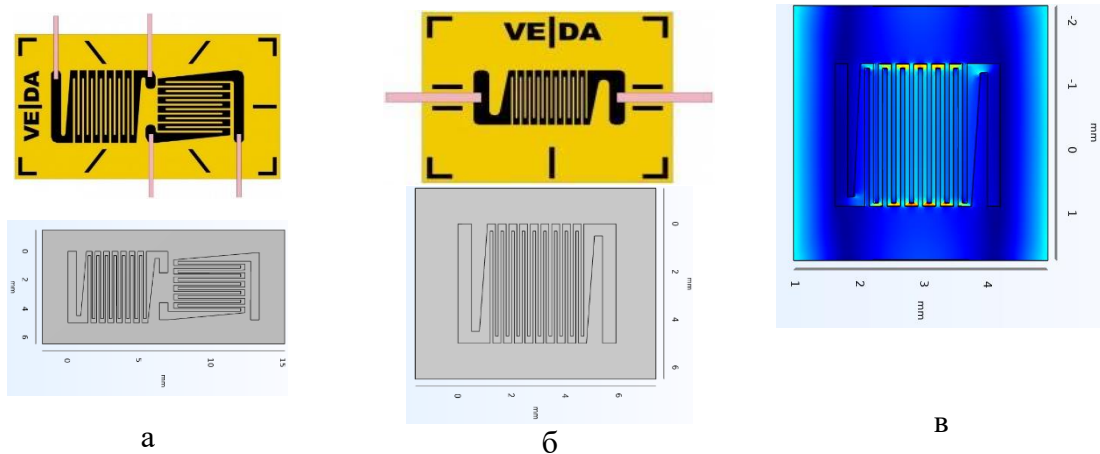


Рисунок 1. Досліджувані ТР: а — перша конструкція ТР; б — спрощена модель ТР; в — результати моделювання за рис. 1, б

Моделювання ТР [3] здійснюється у декілька етапів:

1. створення 3D моделі ТР;
2. створення мембрани та імпортування до неї моделі ТР;
3. необхідність задати: матеріал, прикладену силу, кріплення мембрани, параметри вирішувача та сітки;
4. візуалізація розподілу механічного напруження для різних значень тиску;
5. моделювання електричного включення сенсора;
6. порівняння розрахунків комп'ютерного моделювання з експериментальними даними.

При виборі матеріалу з бібліотеки Comsol варто звернути уваги на його властивості (рис. 2).

Material Contents				
Property	Variable	Value	Unit	
Relative permeability	mur_is...	1	1	
Electrical conductivity	sigma...	0.004[S/...	S/m	
Relative permittivity	epsilo...	4.5	1	
Coefficient of thermal expansi...	alpha...	18e-6[1...	1/K	
Heat capacity at constant pres...	Cp	1369[J/(...	J/(kg·K)	
Density	rho	1900[kg...	kg/m ³	
Thermal conductivity	k_iso ;...	0.3[W/(...	W/(m·...	
Young's modulus	E	22e9[Pa]	Pa	
Poisson's ratio	nu	0.15	1	
Piezoresistive coupling matrix,...	Pil_iso...	-102.2e-...	m ⁴ /(s...	

Рисунок 2. Властивості обраного матеріалу

Зазвичай вони не збігаються з реальними і потребують ручної корекції.

В результаті моделювання, при розбитті сіткою моделі, виникли помилки (рис. 3 а, б), що були спричинені недостатньою кількістю оперативної пам'яті комп'ютера та не дали змогу продовжити розрахунки.

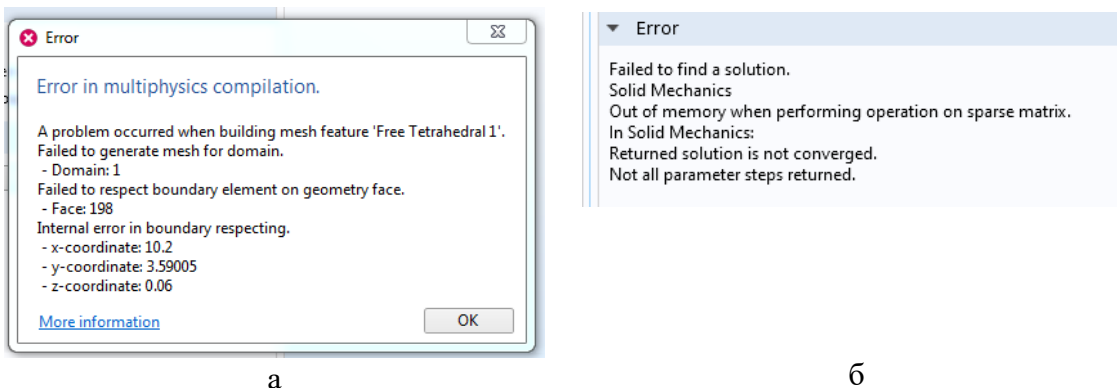


Рисунок 3. Помилки при розбитті сіткою моделі

Шляхи вирішення даної проблеми: збільшення обсягу оперативної пам'яті, програмне покращення характеристик комп'ютера або розглянути модель 2D, змінити розбиття сітки, розробити спрощену модель.

Найбільш прийнятним рішенням проблеми стало моделювання спрощеної моделі ТР (рис. 1, б). У результаті моделювання можемо спостерігати візуальний розподіл механічних напружень під дією тиску 5000 Pa (рис. 1, в). Опір отримали близько 200 Ом, що відповідає паспортним даним.

Оскільки дані збігаються можна переходити до нашої конструкції (рис. 4, б).

В загальному випадку давач виглядає як показано на рис. 4, а. Він поєднує в собі п'єзоелектричний актуатор та ТР сенсор [1]. Досліджувалась конструкція циліндричної форми: на основі 1 розташований актуатор 2, на ньому закріплено мембрану 4 з чотирма ТР 5 у вигляді меандра, які утворюють ТР сенсор 3.

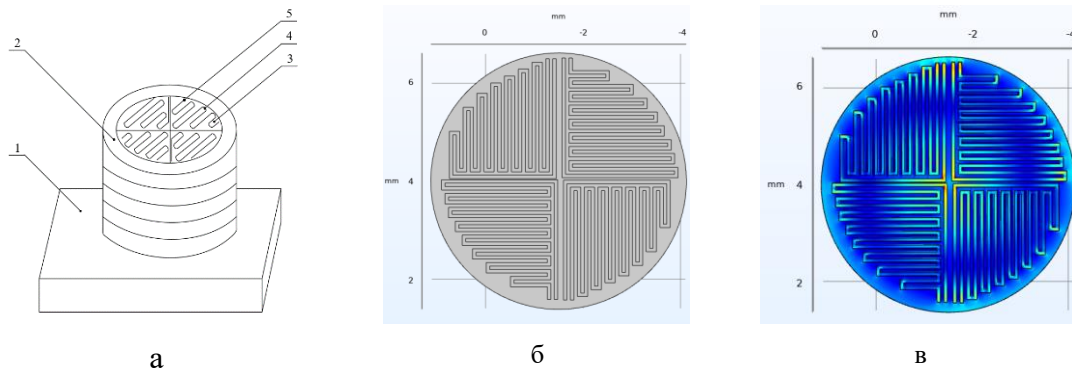


Рисунок 4. Загальний вигляд конструкції (а), модель (б) та результати моделювання (в) ТР для авторського давача АТ

Таким чином, для успішного моделювання авторської конструкції в програмному середовищі Comsol необхідно було кожний елемент ТР спроектувати в своєму робочому полі; перевірити властивості матеріалів з бібліотеки та відредагувати їх, оскільки знайдено невідповідності; в параметрах сітки мінімальний розмір в два рази менший або співрозмірний з мінімальним розміром конструкції; створення файлу підкачки для оперативної пам'яті комп'ютера.

Перелік посилань

1. A. V. Honcharuk, Y. F. Adamenko, "Portable device for monitoring blood pressure" IEEE Conference Problems of Infocommunications. Science of Technology (PIC&ST) — 8-11 October, 2019 Added to IEEE Xplore: 09 April 2020, Conference Kyiv, Ukraine, doi: 10.1109/PICST47496.2019.9061487
2. Тензорезистор одиночний прямокутний П2 [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <http://veda.com.ua/catalogue/tenzorezistory/odinochnyi/2.html>
3. Моделирование пьезорезистивных датчиков давления позволяет получить надежные результаты [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <https://www.comsol.ru/blogs/simulation-delivers-reliable-results-for-piezoresistive-pressure-sensors/>

Анотація

Розкрито специфіку роботи в програмному середовищі Comsol Multiphysics, з метою його подальшого використання для моделювання авторського комбінованого давача артеріального тиску.

Ключові слова: програмне середовище Comsol Multiphysics, моделювання тензорезистора, розбиття сіткою, нестача пам'яті, комбінований давач.

Abstract

The specifics of work in the software environment Comsol Multiphysics are revealed for the purpose of its further use for modeling of the author's combined sensor of blood pressure.

Keywords: software environment Comsol Multiphysics, modeling tenzoresistor, mesh setting, out of memory, combined sensor.

АНАЛІЗ МЕТОДИК РОЗРАХУНКУ ІНДУКТИВНОСТІ ОДИНОЧНОГО ПРЯМОГО ПРОВІДНИКА ТА КРУГОВОГО ВИТКА ЗІ СТРУМОМ

Середін А. П., аспірант, м.н.с.; Мовчанюк А. В., к.т.н., доцент;

Каращук Я. Ф., студент

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

До складу ряду радіоелектронних пристроїв входять індуктивні елементи, наприклад, дроселі, трансформатори, контурні котушки і т.д. Їх можна охарактеризувати двома основними величинами – індуктивністю та добротністю, яка в свою чергу пов'язана з опором втрат [1]. Зазвичай область робочих частот індуктивного компонента можна поділити на область низьких частот, коли можна нехтувати впливом розподілу струму в перерізі провідників обмотки, та область високих частот, коли цей вплив враховується. Розглянемо відомі підходи до розрахунку індуктивності провідників. Попередньо визначимо, що аналізу піддаватимуться методики розрахунку індуктивності провідників круглого перерізу (як найбільш поширених на практиці) в області низьких частот.

Зазвичай, пропонується розділяти власну індуктивність провідника на дві складові – зовнішню (L_z) та внутрішню ($L_{вн}$) індуктивності провідника [2]. Це зумовлено тим, що області магнітного поля всередині та зовні провідника утворюють, відповідно, внутрішнє та зовнішнє потокозчеплення. Таким чином, кінцевий вираз для розрахунку індуктивності прямого провідника:

$$L = L_z + L_{вн} = \frac{\mu\mu_0 l_{np}}{8\pi} + \frac{\mu_0 l_{np}}{2\pi} \left(\ln \frac{4l_{np}}{d_0} - 1 \right) = \frac{\mu_0 l_{np}}{2\pi} \left(\ln \frac{4l_{np}}{d_0} - 0.75 \right) \quad (1)$$

де: μ – магнітна проникність матеріалу провідника (для міді $\mu = 1$); μ_0 – магнітна стала; l_{np} – довжина провідника; d_0 – діаметр провідника.

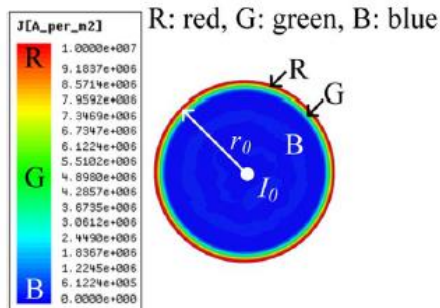


Рисунок 1. Розподіл струму у поперечному перерізі для одиночного прямого провідника [3]

Аналіз виразу показує, що розподіл струму в перерізі провідника не впливає на індуктивність. Однак, з ростом частоти за рахунок скін-ефекту струм в перерізі провідника буде витіснятись на поверхню [3] (рис. 1). Відповідно, можна припустити, що це призведе до зміни величини індуктивності, при чому з ростом частоти цей вплив зростатиме. Тобто, струмопровідна область матиме кільцеву форму по

усій довжині провідника. Розрахунок за (1) даватиме похибку, яка буде зростати з ростом частоти. Розглянемо одиночний прямий провідник згорнутий у кільце, що дасть змогу змоделювати поведінку обмоток реальних індуктивних елементів. Розрахунки індуктивності кільця зі струмом [2,4,5] різняться допущеннями та спрощеннями при вирішенні задачі розрахунку індуктивності.

Для виведення виразу індуктивності кільця з круглого проводу в [4] круглий провідник замінюють еквівалентною тонкою фольгою. Потім від фольги здійснюється перехід до прямокутних провідників, а потім вже до круглих провідників еквівалентного перерізу. Кінцевий вираз для індуктивності обмотки має вигляд:

$$L = \frac{\mu_0(m + 0.5)^3 \cdot N_l^2 \cdot h \cdot l_T}{3b} \quad (2)$$

де: μ_0 – магнітна стала; m – кількість шарів; N_l – кількість витків в шарі; h – висота провідника (для квадратного перерізу); l_T – довжина намотки; b – ширина намотки.

Аналіз виразу (2) показує, що не враховано вплив товщини ізоляції провідника та діаметр кільця. Обидва ці параметри будуть впливати на ефект близькості, а відповідно на розподіл струму в перерізі провідника. Як зазначалося, це може потенційно впливати на величину кінцевої індуктивності.

У [2] взагалі пропонується враховувати вплив геометрії обмотки та нехтувати розподілом струму:

$$L = \mu_0 R \left[\ln \frac{8R}{r} - \frac{7}{4} + \frac{r^2}{8R^2} \left(\ln \frac{8R}{r} + \frac{1}{3} \right) \right] \quad (3)$$

де: μ_0 – магнітна стала; R – радіус витка; r – радіус провідника.

Даний підхід, як і попередній, не враховує вплив товщини ізоляції провідника. Також обидва підходи не враховують спотворення провідної області при згортанні прямого провідника у кільце.

Розглянемо, яким чином зміниться форма провідної області при кільцевій формі провідника шляхом моделювання методом кінцевих елементів (рис. 2). Як бачимо, максимальна густина струму зосереджена у внутрішній частині (т.з. «кільцевий ефект»), що не враховувалося у виразах (1-3) для розрахунку індуктивності. Дана нерівномірність розподілу струму у поперечному перерізі провідника впливає і на кінцеву індуктивність витка в цілому. Вищеназвані особливості розподілу струму у кільцевому провіднику були враховані у [5], де аналітично було встановлено, що у провіднику, згорнутому у кільце найбільша густина струму буде спостерігатися у внутрішній частині витка, що цілком узгоджується з результатами моделювання. Однак в [5] задача була вирішена для одного витка, відповідно ефект близь

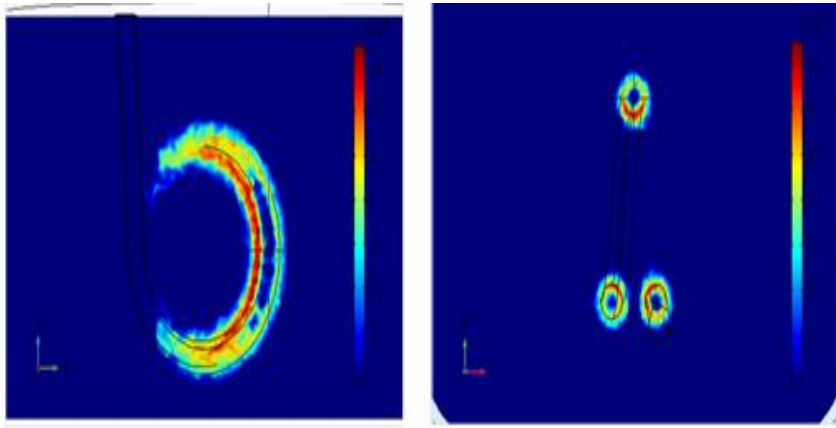


Рисунок 2. Розподіл струму в одиночному круговому витку

кості взагалі не враховується при спробі розширити рішення на декілька витків.

Аналіз показує, що всі відомі методики розрахунку індуктивності мають свої недоліки. Зазвичай в інженерній

практиці точності розрахунків індуктивності по вищезгаданим методикам достатньо. Але при зростанні величини струмів, коли потужність, що розсіюється індуктивним елементом є суттєвою, використання відомих підходів не дозволяє дати коректну оцінку втратам в обмотках. В свою чергу це призводить до збільшення витрат на виробництво індуктивних елементів. Тому вдосконалення відомих методів розрахунку, як індуктивності, так і закону розподілу струму в перерізі провідника індуктивного елемента є актуальною задачею.

Перелік посилань

1. Коваль А.В. Радиодетали, радиокомпоненты и их расчет/В.И. Возненко, В.М. Коронкевич; ред. А.В. Коваль. – М.: Советское радио, 1977. – 368 с.
2. Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей/Л.А. Возненко, П.Л. Калантаров; – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.
3. Jinwook Kim and Young-Jin Park, "Approximate Closed-Form Formula for Calculating Ohmic Resistance in Coils of Parallel Round Wires With Unequal Pitches", IEEE Trans. Ind. Electron., vol.62, no.6, pp.3482-3489, June 2019.
4. Dowell P.L., Effects of eddy currents in transformer winding, Proc. IEE., vol. 113, no.8, pp.1387-1394, August 1966.
5. Фок В.А. Скин-эффект в кольце круглого сечения. Журнал русского физико-химического общества. Часть физическая. 1930. Том LXII. Вып.3. С.281-297.

Анотація

Представлено короткий аналіз відомих методик розрахунку індуктивності прямого провідника та круглого витка на основі досліджень Доуела, Цейтліна та Фока, за результатами якого визначено, що методика Фока є найбільш точною у плані врахування особливостей протікання струму у кільцевому провіднику, окреслено перспективи подальших досліджень.

Ключові слова: індуктивність, кільцевий ефект, круговий виток.

Abstract

The brief analysis of the known calculation methods for the inductance of straight conductor and round winding based on the studies of Dowell, Zeitlin and Fock is presented. It is determined that the Fock method is the most accurate in terms of current flow in the ring conductor. The prospects for further research are outlined.

Keywords: inductance, ring effect, circular turn.

ЗВОРотноХОДОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ PFC З GAN-ТРАНЗИСТОРОМ ТА ЦИФРОВИМ КЕРУВАННЯМ

Арсенюк Д.О., аспірант, Зіньковський Ю.Ф., д.т.н.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

Коректори коефіцієнта потужності (ККП) використовується у AC-DC імпульсних перетворювачів енергії для досягнення високого коефіцієнта потужності та низького рівня гармонічних спотворень.

Зворотноходові перетворювачі працюють у режимах неперервної провідності (CCM), перервної провідності (DCM) та критичної провідності (CrM). Для режиму CCM потребується зворотній зв'язок керування як струмом, так і напругою.

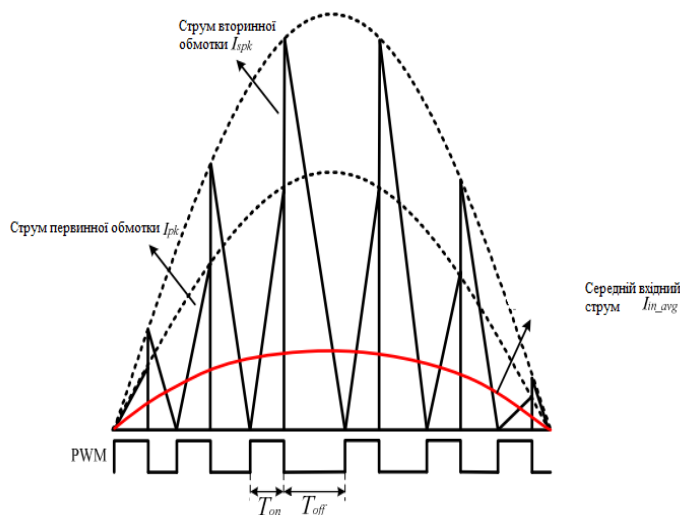


Рисунок 1. Режим роботи CrM

являє собою огинаючу синусоїду сигналів трикутної форми, який протікає у обмотці трансформатора під час включення силового транзистора (рис 1). Частота переключення являється змінною, зростає ближче до нуля, та зменшується на максимальних значеннях струму.

На відмінну від більшості традиційних схем, які складаються з двох каскадів ККП та DC/DC, конструкція зворотноходового ККП перетворювача (рис. 2) об'єднує керування напруги у одному каскаді без зниження ефективності перетворювача, маючи при цьому менші габарити.

Спроекований перетворювач має цифрове керування на мікроконтролері серії STM32.

Контур керування струмом використовується для керування вхідним струмом перетворювача, аби форма сигналу мала вигляд хвилі та фазу із вхідною напругою для досягнення одиничного коефіцієнта потужності, в той час як контур керування напруги використовується для регулювання постійної вихідної напруги [1].

У режиму роботи CrM струм первинної обмотки

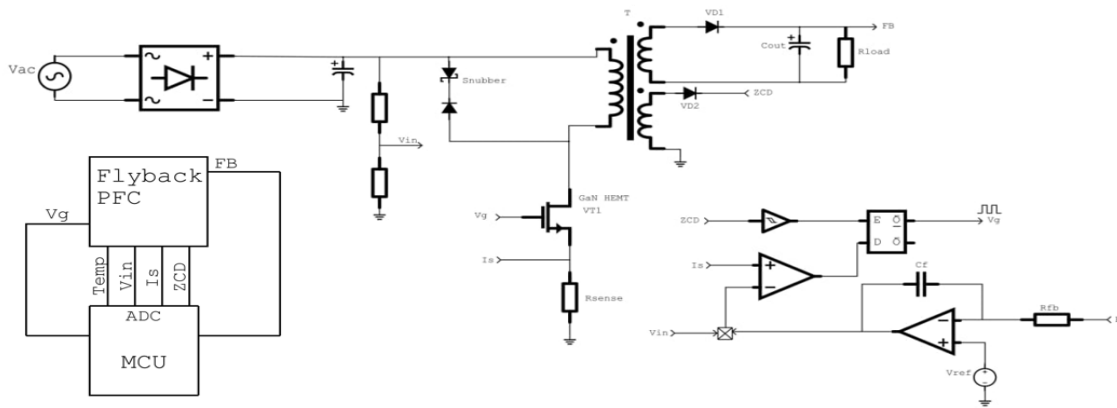


Рисунок 2. Конструкція зворотноходового ККП перетворювача

Використання нітрид галієвого силового транзистора, у якості головного перемикаючого приладу, дає змогу збільшити частоту перемикання залишивши значення КПД на високому рівні, зменшивши, таким чином, габарити трансформатора та вихідних фільтрів [3].

Режим роботи CrM дозволяє знизити втрати у напівпровідникових матеріалів у порівнянні з ССМ, що при умовах включення при нульовому струмі дає змогу знизити втрати при переключенні силового транзистора та знизити потребу у накопиченні енергії у первинній обмотці трансформатора, але значне зменшення розмірів трансформатора та фільтрів можливо коли прилад працює в діапазоні частот переключення від 1 МГц і вище.

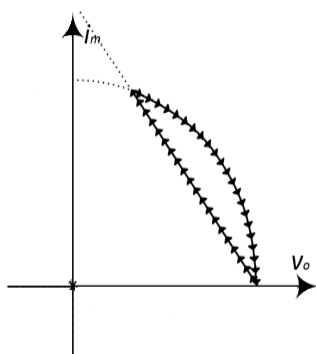


Рисунок 3. Траекторія положення залежності струму намагнічування від вихідної напруги

Одним із перспективних методів керування перетворювачем є метод природньої комутаційної поверхні (NSS). Метод полягає у розрахунку змін траекторій станів роботи для кожного положення переключення перетворювача (рис. 3). Метод має такі переваги для керування, як керування приладом при зміні навантаження, швидкий перехідний виклик за умови зміни навантаження [4]. Запропонований перетворювач зворотноходовий ККП забезпечує хорошу динамічну реакцію під час пуску та зміни навантаження, досягаючи стійкого стану за одне переключення. Розрахунок траекторії для виключеного стану комутації розраховується за

формулою:

$$\lambda_{off} = V_0^2 + (I_m - I_0)^2 - I_0^2$$

де, V_0 — вихідна напруга перетворювача;

I_m — струм намагнічення первинної обмотки трансформатора;

I_0 — вихідний струм перетворювача.

На рис. 4 зображені характеристики струму на первинній обмотці трансформатора та вихідна характеристика перетворювача.

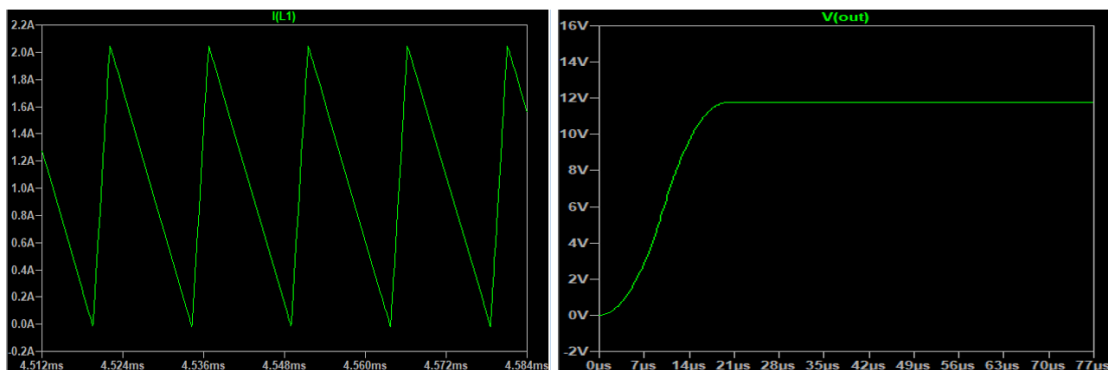


Рисунок 4. Характеристики струму первинної обмотки трансформатора та вихідна характеристика перетворювача

Поєднання режимів роботи зворотного перетворювача та використання нітрид галієвих транзисторів у схемах коректора коефіцієнта потужності має перспективи для ефективного використання у блоках живлення дозволяючи, збільшити їх енергоефективність. Цифрове керування, у свою чергу дозволяє з хорошою ефективністю перемикає головний транзистор.

Перелік посилань

1. He, J., Yan, T., & Xu, J. (2015). Peak current-controlled CRM flyback PFC converter with square of line voltage-compensated primary current envelope. *Electronics Letters*, 51(9), 684–686. doi:10.1049/el.2014.4420
2. Yao, K., Fu, X., & Lv, J. (2015). DCM Flyback PFC converter with optimum utilization control of switching cycles. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). doi:10.1109/ecce.2015.
3. Kavci, M., Tekin, A., & Tarhan, C. (2019). Total Harmonic Distortion and Power Factor Improvement Technique for CRM Flyback PFC Converters. 2019 IEEE 62nd International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). doi:10.1109/mwscas.2019.8885187
4. Williams, E. S. (2015). Implementation of Natural Switching Surface Control for a Flyback Converter. Electrical Engineering Undergraduate Honors Theses Retrieved from <https://scholarworks.uark.edu/eleguht/41>

Анотація

У роботі представлений метод застосування зворотного перетворювачів к коректором коефіцієнта потужності з використанням нітрид галієвих транзисторів у режимі критичної провідності з цифрових керуванням.

Ключові слова: нітрид галію, GaN, ККП, PFC, Flyback, CrM, NSS.

Abstract

The paper presents a method of using Flyback PFC based on gallium nitride transistors in critical conduction mode with digital control system.

Keywords: gallium nitride, GaN, PFC, Flyback, CrM, NSS.

ОСОБЛИВОСТІ ПРОЕКТУВАННЯ ГЕНЕРАТОРІВ УДАРНОГО ЗБУДЖЕННЯ ДЛЯ П'ЄОПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Мовчанюк А.В., к.т.н., доц.; Гришко І.А., к.т.н., доц.; Шульга А.В., к.т.н., доц.; Фесич В.П., інж.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

Ультразвукові імпульси високої та надвисокої інтенсивності знаходять широке застосування для технологічного впливу на рідкі середовища [1]. Для збудження ультразвуку в рідині найчастіше застосовують електромеханічні перетворювачі на основі п'єзокераміки. Для отримання ультразвукового імпульсу на п'єзокерамічний перетворювач необхідно подати радіоімпульс із заповненням, що співпадає з власною резонансною частотою, а період повторення та тривалість будуть обумовлені необхідною енергетикою технологічного впливу. Зазвичай для цього використовують генератори ударного збудження (рис.1) принцип роботи яких полягає в наявності проміжного накопичувача енергії.

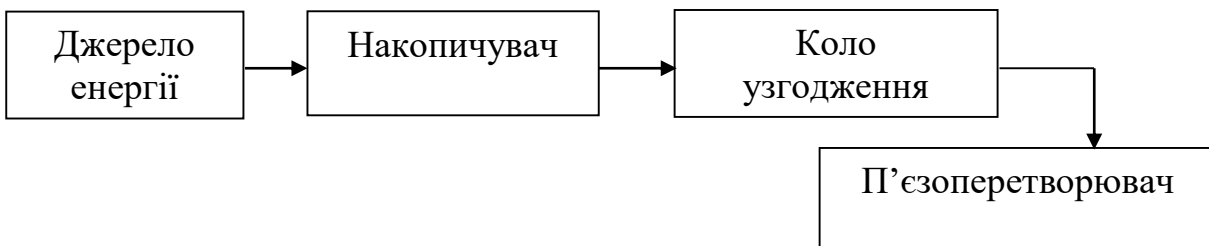


Рисунок 1. Узагальнена структура генератора ударного збудження

В накопичувачі запасється енергія від джерела енергії, а потім в імпульсі через коло узгодження подається на п'єзоперетворювач. Керування процесом накопичення та скидання енергії може регулюватися керованими тиристорними [2] або транзисторними ключами [3].

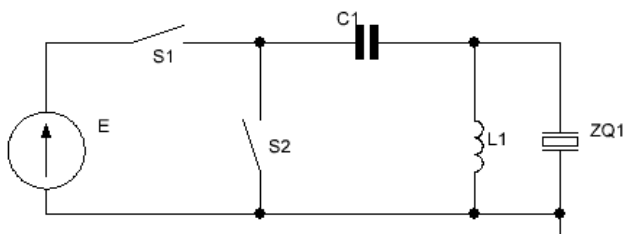


Рисунок 2. Приклад еквівалентної схеми генератора ударного збудження

Генератор ударного збудження (рис.2) складається з двох ключів, накопичуючого

В якості накопичувача енергії може виступати конденсатор або котушка індуктивності (дросьель). Слід відмітити, що використання конденсаторів в якості накопичувача енергії має суттєву перевагу, а саме можливість в широких межах змінювати період ударних імпульсів. В загальному випадку генератор

конденсатора та узгоджуючого дроселя, який утворює з власною ємністю п'єзоперетворювача коливальний контур, резонансна частота якого співпадає з частотою механічних коливань [4], [5]. Відмітимо, що при такій конфігурації генератора ударного збудження п'єзоперетворювач та джерело енергії мають гальванічний зв'язок. Альтернативою може стати конфігурація генератора ударного збудження в якій дросель (рис.2) замінюється на резонансний трансформатор (рис.3). Як бачимо, індуктивність первинної обмотки обмежує

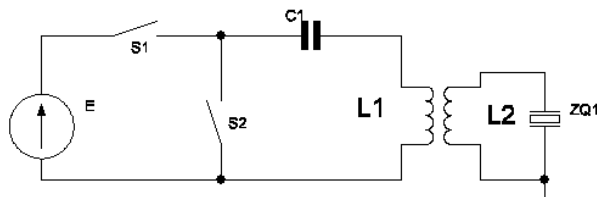


Рисунок 3. Приклад еквівалентної схеми генератора ударного збудження з резонансним трансформатором

струм в накопичувальній ємності, а індуктивність вторинної утворює коливальну систему з власною ємністю п'єзоперетворювача. В загальному випадку конфігурація елементів в генераторі ударного збудження залежить від типу ключів. Так конфігурація може бути змінена (рис.4), без зміни принципу роботи для зміни полярності керуючих імпульсів. Фактично конфігурація та дизайн буде диктуватися типом ключів та системою керування їх роботи.

Розглянемо приклад практичної реалізації генератора ударного збудження, що в якості джерела енергії використовує промислову мережу 220В 50Гц (рис.5).

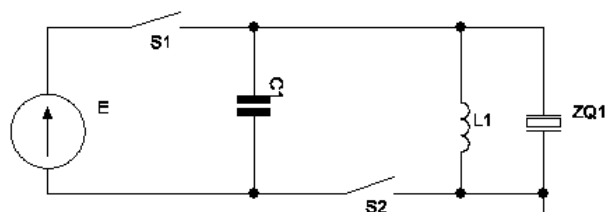


Рисунок 4. Приклад еквівалентної схеми генератора ударного збудження з альтернативною конфігурацією ключів

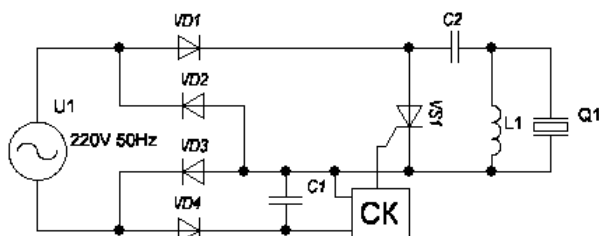


Рисунок 5. Приклад функціональної схеми генератора ударного збудження

що в якості джерела енергії використовує промислову мережу 220В 50Гц (рис.5). В якості накопичувальної ємності виступає конденсатор С2. Під час позитивної хвилі мережевої напруги він заряджається через діоди VD1, VD3 та індуктивність L1. Під час негативної напівхвилі напруги через діоди VD2, VD4 заряджається конденсатор С1, з якого живиться система керування (СК). Система керування формує короткий імпульс для відкриття тиристора VS1. Через тиристор конденсатор С2 розряджається через дросель L1, після чого тиристор закривається. В результаті в

результаті в

результаті в

контурі, що утворений L1 та п'єзоперетворювачем виникають згасаючі імпульси, амплітуда яких на початковому етапі дорівнює амплітудному значенню мережевої напруги, а частота відповідає частоті механічних коливань п'єзоперетворювача.

В результаті середня потужність, що споживається буде дорівнювати:

$$P = 50 \cdot U_{AC}^2 \cdot C_2$$

де: U_{AC} — амплітудне значення напруги промислової мережі.

Як бачимо, шляхом зміни ємності конденсатора C_2 можна змінювати потужність, що споживається, а відповідно і інтенсивність ультразвукових коливань.

Перелік посилань

1. Gallego-Juárez, J. A. and K. F. Graff. 2014. "Power Ultrasonics: Applications of High-Intensity Ultrasound." In Power Ultrasonics: Applications of High-Intensity Ultrasound, 1-1142. ISBN 13: 978-1-78242-028-6/ doi:10.1016/C2013-0-16435-5.
2. Okyere, J. G., & Cousin, A. J. (1979). The design of a high voltage scr pulse generator for ultrasonic pulse echo applications. Ultrasonics, 17(2), 81-84. doi:10.1016/0041-624X(79)90101-X
3. Hidayat, D., Setianto, S., Syaifei, N. S., & Wibawa, B. M. (2018). MOSFET-based high voltage short pulse generator for ultrasonic transducer excitation. Paper presented at the AIP Conference Proceedings, , 1927 doi:10.1063/1.5021211.
4. Movchanyuk, A., Fesich, V., Sushko, I., & Vistyzenko, Y. (2016). The research of L-type matching filter parameters. Paper presented at the 2016 IEEE International Scientific Conference "Radio Electronics and Info Communications", UkrMiCo 2016 - Conference Proceedings, doi:10.1109/UkrMiCo.2016.7739596/.
5. Vistyzenko, Y., Movchanyuk, A., Sushko, I., & Novosad, A. (2017). LL-type filter for piezoelectric transducer. Paper presented at the 2nd International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics, UkrMiCo 2017 - Proceedings, doi:10.1109/UkrMiCo.2017.

Анотація

В роботі представлено принципи роботи генераторів ударного збудження для живлення ультразвукових перетворювачів. В результаті було представлено узагальнену структурну схему та декілька варіантів спрощених функціональних схем. Було запропоновано варіант реалізації генератора ударного збудження із застосуванням ключа на тиристорі. Наведено вираз для розрахунку накопичувальної ємності.

Ключові слова: ультразвуковий генератор, п'єзоперетворювач, імпульсний генератор .

Abstract

The paper presents the principle of operation of shock excitation generators for powering ultrasonic transducers. As a result, a generalized block diagram and several options for its implementation in the form of simplified functional diagrams were presented. A variant of the implementation of a shock excitation generator based on a thyristor switch was proposed. An expression for calculating the storage capacity is given.

Keywords: ultrasonic supply, piezo transducer, pulse generator.

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНА ЗИМОВА ВУДКА

Попсуй В. І. ст. викладач

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

Конструкції сучасних зимових вудок розрізняються за складністю в залежності від вподобань проєктантів і рибалок. Не буде помилкою стверджувати, що не існує універсальної зимової вудки і саме тому кожен рік з'являються нові як вдалі так і непрактичні конструкції.

Метою даної роботи є розробка електромеханічної зимової вудки з пониженими напругою живлення і струмом споживання, з низькою (до 250 грн.) собівартістю і можливістю виготовлення у домашніх умовах.

Багаторічний практичний досвід багатьох рибалок свідчить, що для досягнення успіху під час рибної ловлі мормишка (невеличка блешня) повинна коливатись у воді з частотою 0,2 - 10 Гц і амплітудою 1 - 5 мм. На морозі витримати такий ритм коливань мормишки допомагають механічні зимові вудки.

За основу взята зимова вудка Ракулєнко А.Н. з використанням електромагніту у якості джерела коливань [1]. Модифікована конструкція і змінена електрична схема вудки.

Пропонується схема електрична і конструкція зимової вудки з використанням котушки електромагніту в парі з одним або двома неодимовими магнітами. Схема електрична принципова, що показана на рис.1 має типовий генератор низькочастотних імпульсів тривалістю 20 мкс., що реалізований на інверторах з бар'єром Шотткі (мікросхема CD40106BE). Частота імпульсів встановлюється змінним резистором (є можливість змінювати і шпаруватість). Сигнал з виходу генератора імпульсів подається на транзистор, навантаженням якого є обмотка котушки (одна з обмоток пласкої котушки від радянського електромеханічного годинника "Слава", або виготовлена самостійно (500...700 витків)). Живлення від батарейки або акумулятора подається на DC/DC перетворювач (мікросхема YX80180), який підвищує напругу живлення до 6 - 8 В.

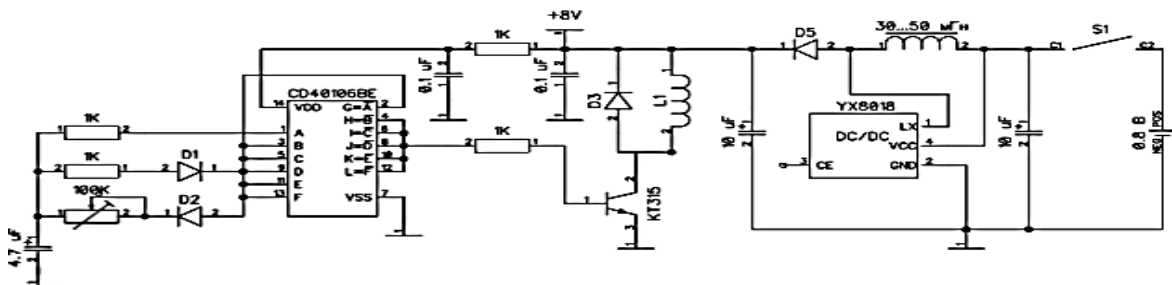


Рисунок 1 — Схема електрична електромеханічної зимової вудки

Компонентна база експериментального зразка - вивідні дискретні елементи з'єднані об'ємним монтажем, що дозволяє провести оперативне відпрацювання схеми технічних і топологічних рішень.

Конструктивні особливості – вудка складається з двох половинок корпусу, що виконаний з пінополістиролу високої щільності. В корпусних деталях свердленням та фрезеруванням виконані відсіки для розміщення котушки з ліскою, батареї живлення, елементів схеми та механізму коливань мормишки. Механізм коливань виконаний у вигляді функціонально завершеного моноблоку, який можна легко замінити, не змінюючи схему електричну принципову і корпус. Розроблено і перевірено в польових умовах три варіанти конструкції моноблоку:

Варіант 1 змінного моноблоку показаний на рисунку 2 а). Врівноважений важіль з співвідношенням плечей 1 до 3, закріплений на двох пів осях у брзко захищеному циліндричному корпусі. У торець тонкостінної латунної трубки вклеєний неодимовий магніт. На відстані 0,5 мм в площині магніту фіксується котушка. Протилежна частина латунної трубки проходить з натягом крізь фторопластове кільце з латунними пів осями, які фіксуються в отворах брзко захисного діелектричного корпусу. Підсилення частини трубки, що з'єднується з хлистом виконано за допомогою напаяної різьбової втулки з гайкою. У заглибині ззовні корпусу встановлюється котушка для жилки; ось змінного резистора з коліщатком виведена на бічну поверхню. Кнопка для вмикання живлення фіксується в отворі на верхній поверхні корпусу під вказівний палець і має зовнішній фіксатор. Для унеможливлення втрати вудки на водоймі забезпечена її непотоплюваність та передбачене встановлення механічного запобіжника - спиці впоперек корпусу. Конструкція дозволяє після налаштування, з метою захисту елементів схеми від вологи, провести заповнення зазору між двома половинками корпусу силіконовим герметиком.

Варіант 2 змінного моноблоку показаний на рисунку 2 б). Його основа – алюмінієвий кронштейн на якому закріплене фторопластове кільце за допомогою латунної осі. Крізь кільце проходить хлист з листового дюралюмінію (Д16Т) товщиною 0,7 – 1,0 мм. Врівноважений важіль з співвідношенням плечей 1 до 3. На короткому кінці важеля закріплена алюмінієва вилка з неодимовими магнітами. Поля магнітів спрямовані в одному напрямку (N-S-N-S). До кронштейну вертикально приклеєна пласка котушка, що охоплюється вилкою з зазором. Різновид – котушка розташована горизонтально; магніти притягуються до котушки; поля магнітів протилежні (N-S-S-N).

Варіант 3 змінного моноблоку показаний на рисунку 2 в). У циліндричний діелектричний корпус з торця встановлюється неметалева заглушка. До хлиста приєднана коротка годинникова пласка пружина, що кріпиться у заглушці. До хлиста на відстані приблизно 50 мм від заглушки приклеюється неодимовий магніт. Навпроти магніту в корпус вклеюється котушка з центральним отвором більшим ніж діаметр магніту. Магніт повинен входити у котушку без перешкод.

Доступність у продажу потужних малогабаритних неодимових магнітів сприяє зменшенню розмірів вудки. Діаметр магнітів 5–7 мм., висота 1–2 мм.

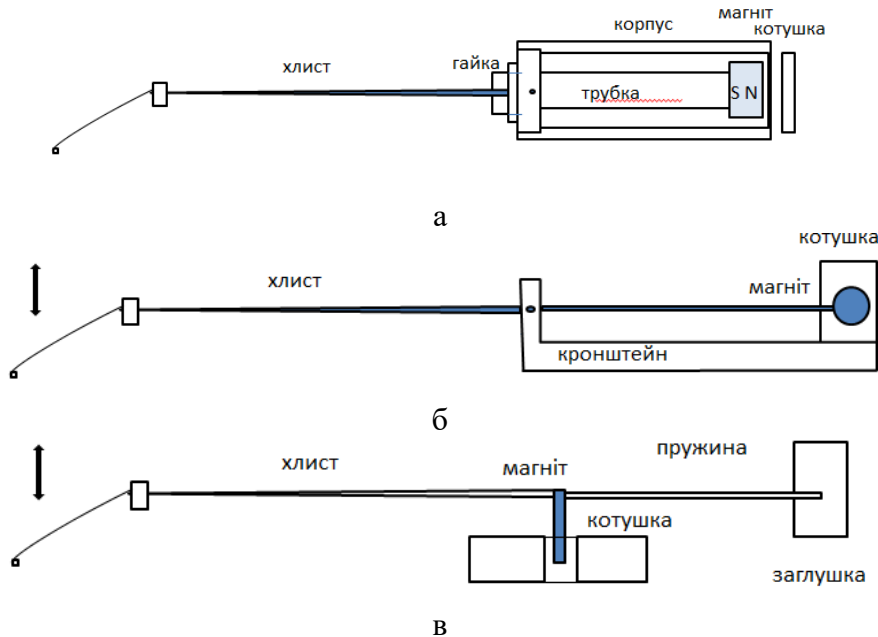


Рисунок 2 — Варіанти конструкцій моноблоку зимових вудок

- габаритні розміри корпусу, мм – 300 x 40 x 25;
- маса (з батареєю типу АА), кг – 0,2.

Експериментальна перевірка дослідних зразків вудки у польових умовах підтвердила заявлені характеристики.

Висновки

Одна батарейка типу АА забезпечує роботу вудки протягом сезону. Розміри і вагу можна суттєво зменшити за рахунок друкованого монтажу SMD елементів і оптимізації конструкції. Обрана схема дозволяє використовувати іоністори і сонячні елементи замість батареї або акумулятора.

Електромеханічна зимова вудка є альтернативою дорогим вудкам з мікропроцесорним керуванням. Повторити конструкцію під силу навіть учням старших класів. Вудка може стати в нагоді як досвідченим рибалкам, так і новачкам, а особливо людям з обмеженою рухливістю суглобів рук.

Перелік посилань

1. Ракуленко А.Н., Ракуленко Р.А., Ковалев Е.Н. Удочка. Патент SU1717044A1. 03.07.1992 г.

Анотація

Запропонована схема електрична принципова і три варіанти конструкції електромеханічної зимової вудки. Проведені польові випробування.

Ключові слова: електромеханічна зимова вудка, генератор, DC/DC перетворювач, схема електрична.

Abstract

An electrical schematic diagram and three design options for an electromechanical winter fishing rod are proposed. Field tested.

Keywords: electromechanical winter fishing rod, generator, DC / DC converter, electrical circuit.

Характеристики:

- діапазон коливань, Гц – 0,1 - 10;
- амплітуда коливань на кінці хлиста, мм – 6;
- вага мормишки, кг – до $1 \cdot 10^{-3}$;
- напруга живлення, В – 0,8 - 1,6;
- струм споживання, мА – до 10;

МОСТОВА СХЕМА ФОРМУВАННЯ СИГНАЛУ ЗВОРОТНОГО ЗВ'ЯЗКУ УЛЬТРАЗВУКОВОГО ГЕНЕРАТОРА ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ П'ЄЗОПЕРЕТВОРЮВАЧА

Малюкін О. В. інженер I кат., Попсуй В. І. ст. викладач

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

Відомо, що в процесі роботи п'єзоперетворювача ультразвукового генератора в залежності від механічного навантаження і температури нагрівання змінюються його електричні характеристики. Це призводить до виходу з резонансу п'єзоперетворювача. Проблема вирішується введенням зворотного зв'язку (ЗЗ) з амплітудою, що пропорційна струму в механічній гілці п'єзоперетворювача, як наприклад мостова схема з трансформатором струму [1]. Але існує можливість організувати позитивний ЗЗ без використання трансформатора у колі ФАПЧ. Варіант реалізації ЗЗ показаний на рис. 1.

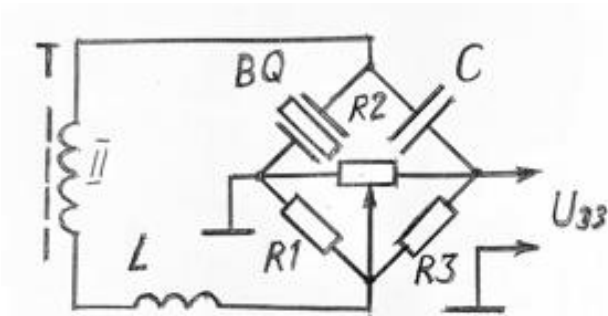


Рисунок 1 — Схема зворотного зв'язку ультразвукового генератора для п'єзоперетворювача

ЗЗ знімається з діагоналі моста (точки з'єднання конденсатора C_0 з резистором R_3 і заземлення). Для регулювання глибини ЗЗ і налаштування фази сигналу використовується змінний резистор R_2 . На резонансній частоті п'єзоперетворювача його опір активний і максимальну напругу зворотного зв'язку можна представити виразом [2]:

$$U_{33} = \frac{E_0}{4} \cdot \frac{\delta}{1 + 0.5\delta},$$

де U_{33} – напруга зворотного зв'язку; E_0 – напруга живлення моста; δ – відносна зміна опору п'єзоперетворювача.

Приклад схемної реалізації ультразвукового генератора на сучасній елементній базі потужністю 40 – 100 Вт наведена на рис. 2. За основу взята схема з [3], що відрізняється лише способом отримання сигналу ЗЗ, а саме відсутній струмовий трансформатор. Там же [3] проведений теоретичний аналіз впливу сигналу ЗЗ на частоту драйвера і п'єзоперетворювача. Аналогічні співвідношення вхідних та вихідних сигналів присутні і в пропонованій схемі.

Напруга живлення п'єзоперетворювача знімається з вторинної обмотки вихідного трансформатора і подається на резонансний міст, утворений п'єзоперетворювачем і резистором R_1 в одному плечі та конденсатором C і резистором R_3 в іншому плечі. Ємність конденсатора дорівнює (або менша) статичній ємності п'єзоперетворювача C_0 . Сигнал

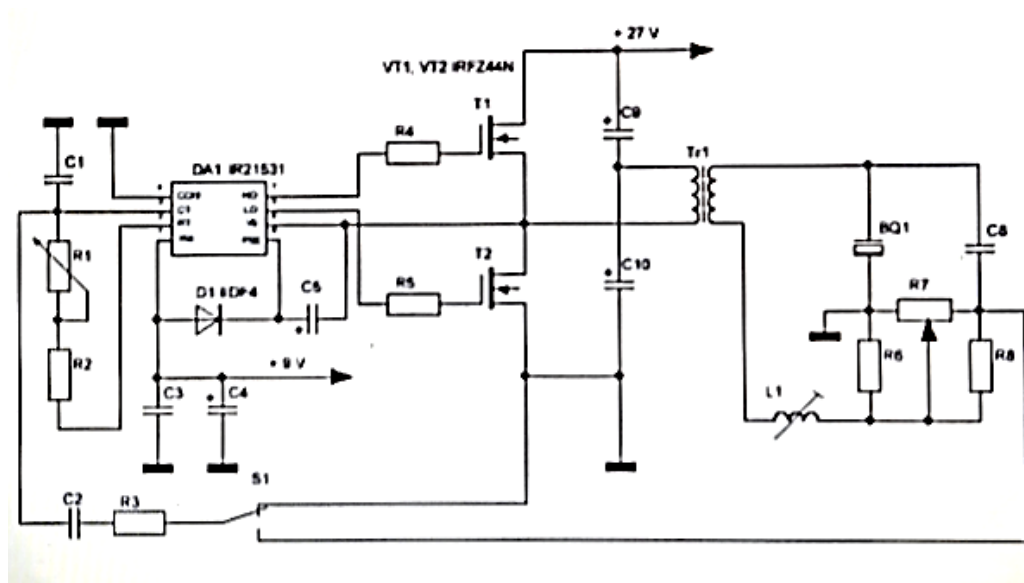


Рисунок 2 — Схема ультразвукового генератора

Ультразвуковий генератор з незалежним збудженням реалізований на мікросхемі IR 21531 (драйвер високовольтного пів моста з самотактуванням) в типовому включенні з двотактним вихідним каскадом на MOSFET, КМОП транзисторах IRFZ44N. Навантаженням вихідного каскаду є трансформатор Т з коефіцієнтом трансформації 1:5, включений в діагональ пів моста VT1, VT2, C6, C7. Частота генератора змінюється резистором R2. Резистор дозволяє проводити налаштування генератора для роботи з різними п'єзоперетворювачами. Зворотний зв'язок подається через нормально замкнені контакти перемикача, ємність C2 і струмообмежувальний резистор R3. Перемикач дозволяє відключати ЗЗ і переходити в режим ручного керування частотою. Стабільна робота генератора на мікросхемі IR 21531 забезпечується у випадку коли сигнал ЗЗ подається у фазі з сигналом з виходу Lo мікросхеми і налаштовується змінним резистором R7 з лінійною характеристикою. Значення опорів R6, R8 повинно складати одиниці Ом задля зменшення теплових витрат. Максимальна амплітуда напруги $U_{ЗЗ}$ для обраного драйвера не перевищує 30 мВ.

Живлення пристрою забезпечує блок живлення потужністю 150 Вт з робочими постійними напругами 27 – 30 В (струм до 5 А) і стабілізованою 9 В (50 мА) для роботи мікросхеми. Потужність генератора можна регулювати зміною напруги живлення вихідного каскаду. Можливе живлення від акумулятора 24 В з ємністю від 20 А год.

Вимоги до конструкції

Робота вихідного каскаду схеми в ключовому режимі потребує мінімізації зв'язку між елементами вихідного каскаду. Трасування «землі» і живлення проводити з урахуванням діючих у схемі напруги та струмів. ЗЗ рекомендується виконувати біфілярно. Обмотки трансформатора виконувати багатожильним проводом з мінімальною довжиною виводів. Конденсатори C9 і C10 з малим значенням ЕПР. На друкованій платі генератора доцільно

встановити електролітичний конденсатор з ємністю, що дорівнює або більше ємності конденсаторів С9, С10. Для виконання нормативів ЕМС потрібно встановлювати мережеві фільтри. Друковану плату (або силову частину схеми) розмістити в електромагнітному екрані. Резистор R7 повинен мати діелектричну вісь або ручку. Індикацію наявності високої напруги на п'єзоперетворювачі можна виконати за допомогою неонові лампочки з струмообмежувальним резистором.

Особливості налаштування вихідного каскаду

Первинна обмотка вихідного трансформатора замикається на коротко. На вторинну обмотку подається сигнал з зовнішнього генератора НЧ. Схема налаштовується у резонанс на частоті, що перевищує робочу частоту в 1,5 – 1,8 раз за допомогою зміни індуктивності L. Контроль резонансу п'єзоперетворювача здійснюється осцилографом по мінімуму амплітуди коливань. Балансується міст резистором R7. Після балансування первинна обмотка трансформатора розмикається. Індуктивність L може бути конструктивна і вбудована у вторинну обмотку трансформатора T.

Виготовлений за даною схемою ультразвуковий генератор разом з п'єзоперетворювачем потужністю 40 Вт забезпечує працездатність ультразвукового пристрою для формування наскрізних або глухих отворів у крихких матеріалах (ніобат літію, монокристалічний кварц, скло, кераміка та ін.).

Висновки

Схема працездатна. Виготовлений генератор стабільно підтримує роботу п'єзоперетворювача без помітних втрат амплітуди механічних коливань з реальним навантаженням при кімнатній температурі. Зворотний зв'язок виконує покладені на нього функції.

Перелік посилань

1 Мовчанюк А.В., Фесич В.П., Вистизенко Е.В. Ультразвуковые генераторы с ФАПЧ и согласующим фильтром первого порядка для питания пьезопреобразователей. //Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ 14-20 березня 2016 р.: матеріали конференції – Київ, 2016. – С.84-86.

2 Карпов В. А. Ростокина О. М. Чувствительность и погрешность мостовой схемы с одним измерительным элементом. Вестник Гомельского государственного технического университета им. П. О. Сухого. 2011.

3 Негров Д.А. Н-41. Ультразвуковые колебательные системы для синтеза полимерных композиционных материалов: монография/ Д.А. Негров, Е.Н. Еремін, А.А. Новиков, Л.А.Шестель. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2012. – С.93-100

Анотація

Представлена схема забезпечення зворотного зв'язку ультразвукового генератора для живлення п'єзоперетворювача середньої потужності. Генератор виготовлений і протестований.

Ключові слова: ультразвуковий генератор, п'єзоперетворювач, зворотний зв'язок

Abstract

The feedback diagram of an ultrasonic generator to supply the medium power piezoelectric transducer is presented. The generator is manufactured and tested.

Keywords: ultrasonic generator, piezoelectric transducer, feedback.

ПЕРСОНАЛЬНИЙ ДВОКАНАЛЬНИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ РЕЄСТРАЦІЇ ОКСИПУЛЬСОВИХ СИГНАЛІВ

Зіменко Д. О., студент, Матрофайло Н. І., студент, Гусєва О. В.,
к.т.н. доцент

Національний технічний університет України «Київський політехнічний
інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

Фотоплетизмографи широко застосовуються в сучасній медицині. Фотоплетизмограф – прилад, який визначає зміну тиску (розміру перетину кровоносних судин) людини за допомогою фоточутливих елементів. Він може використовуватися для вимірювання пульсових сигналів. В цьому випадку реєструється зміна інтенсивності світла від штучного джерела через проходження пульсової хвилі. Як правило, для реєстрації використовуються фаланга пальця вказівного пальця, мочка вуха, зап'ястя або скроня. Дуже часто принцип фотоплетизмографії застосовується в різних спортивних аксесуарах та медицині.

В даній статті використані результати дипломних робіт Зіменка Д.О. [1], де розроблено електричну схему пристрою, та Матрофайло Н.І. [2], де розроблено макетний зразок реєстратора, включаючи програмування мікроконтролерів.

Пристрій призначено для одночасної реєстрації двох оксипульсових сигналів з двох рознесених точок тіла людини, при цьому кожний оксипульсовий сигнал, в свою чергу, складається також з двох: один отримується за допомогою датчика червоного світла, а другий - за допомогою датчика інфрачервоного світла. Проміжним результатом є визначення поточних значень частоти серцевих скорочень та коефіцієнту сатурації крові.

Конструктивно пристрій складається з трьох рознесених вузлів – двох однакових пульсоксиметрів MAX30102, які містяться в прищіпках, та вузла керування і зв'язку з ПК. Ці три вузли з'єднуються між собою та ПК за допомогою USB кабелів через стандартні USB2.0 роз'єми-штекери.

Структурну схему пристрою реєстрації подано на Рис.1.

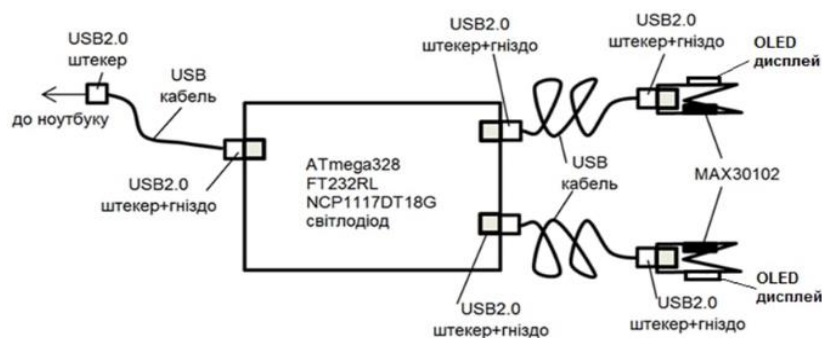


Рисунок 1 — Структурна схема пристрою реєстрації

Розбірна конструкція пристрою реєстрації оксипульсових сигналів зручна для завдань налаштування та модернізації.

Усі складові пристрою (пульсоксиметри MAX30102, OLED дисплеї, мікроконтролер ATmega232 та перетворювач інтерфейсу FT232RL) живляться від ноутбука завдяки інтерфейсу USB.

Скетч, який використано в [2], досить зрозумілий і є лише прикладом з бібліотек Sparkfun_MAX3010x.

Для коду, який зроблений для OLED-дисплею і MAX30102, це – модифікована версія прикладу «HeartRate» (в ньому нас просять покласти палець на датчик), див. Рис.2.

Після того, як палець було покладено (деякий час зберігаючи спокій, як це вимагається при вимірюваннях), датчик MAX30102 здобуде дані, з ним синхронізується анімація OLED-дисплея і ми зможемо зчитати правильну частоту серцевих скорочень та коефіцієнт сатурації крові, див. Рис. 3.

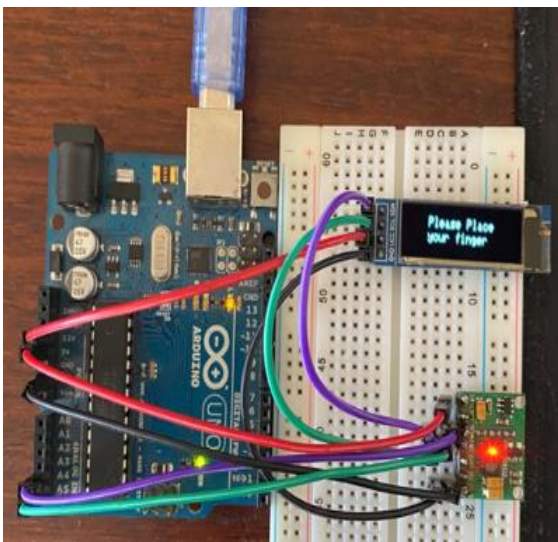


Рисунок 2 — Вигляд схеми підключення MAX30102 та OLED-дисплея

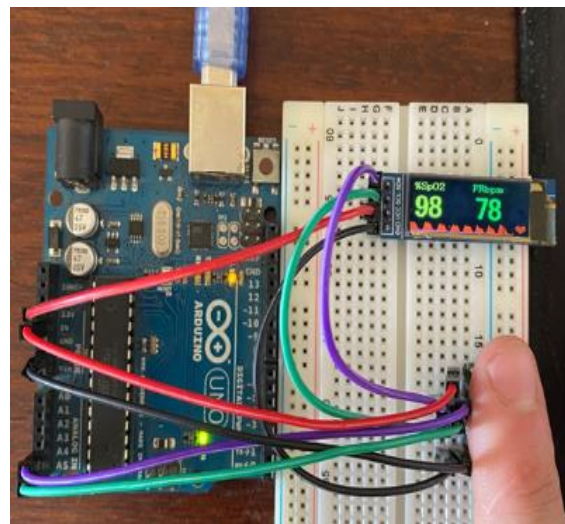


Рисунок 3 — Процес вимірювання серцевих скорочень та сатурації крові

Передача даних до ПК

Щоб передати та зберегти дані на ПК нам потрібно щоб наша плата Arduino UNO була підключена через порт USB до ПК, одночасно до плати повинні бути підключені наші, запрограмовані на потрібний режим роботи, два датчики MAX30102 та OLED-дисплей.

Далі ми відкриваємо програму Arduino, загрузаємо скетч для наших датчиків, після цього в програмі ми відкриємо вкладку «MAX30102 Evaluation kit» щоб переглянути реєстровані сигнали на виході пристрою: з ГЧ та червоного світлодіодів правої (червоний колір графіку) та лівої руки (фіолетовий колір графіку), див. Рис. 4.

Ми можемо зберегти дані, натиснувши комбінацію клавіш Ctrl+Shift+S, вказати ім'я файлу, його шлях та вибрати розширення файлу.

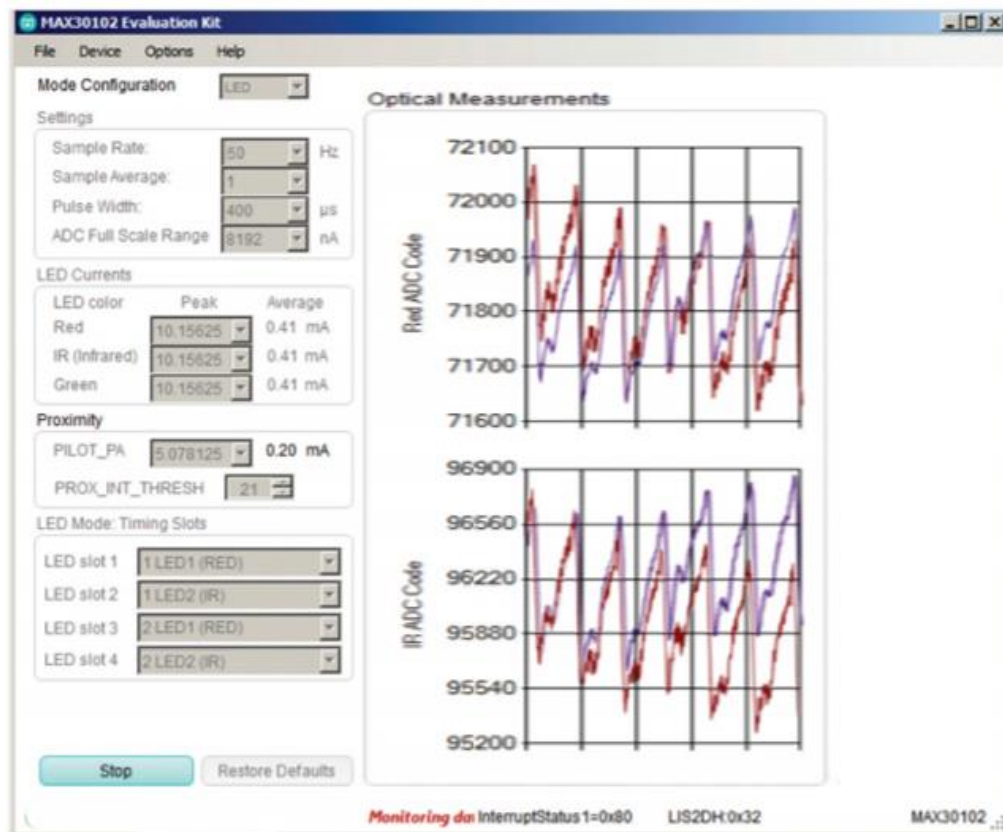


Рисунок 4 — Зареєстровані сигнали на виході пристрою: з червоного (верхній) та ІЧ (нижній) світодіодів правої та лівої руки

Перелік посилань

1. Зіменко Д.О. Двоканальний портативний блок фотоплетизмографії. // Дипломна робота на здобуття ступеня бакалавра за освітньо-професійною програмою «Радіосистемна інженерія» спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка». – КПІ ім.Ігоря Сікорського, 2020. – 62 с.
2. Матрофайло Н.І. Мікропроцесорний блок приладу реєстрації оксипульсових сигналів. // Дипломна робота на здобуття ступеня бакалавра за освітньо-професійною програмою «Радіосистемна інженерія» спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка». – КПІ ім.Ігоря Сікорського, 2021. – 50 с.

Анотація

Представлено спосіб отримання, спосіб збереження пульсової хвилі та параметрів, які можна отримати за цих даних. Розглянуто реалізацію даного пристрою.

Ключові слова: фотоплетизмографія, пульсоксиметрія, MAX30102, мікроконтролер ATmega328/P.

Abstract

The method of receipt, the method of saving the pulse mode and the parameters obtained for this data are presented. The implementation of this device is considered.

Keywords: photoplethysmography, pulse oximetry, MAX30102, ATmega328/P.

МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ТРАЄКТОРІЇ РУХУ І ХАРАКТЕРИСТИК ЗОБРАЖЕННЯ МАЛОРОЗМІРНОГО БПЛА В ФОКАЛЬНІЙ ПЛОЩИНІ ВІДЕОКАМЕРИ

*Герасименко А. О., аспірант; Крот Ю. Ю., Жук С. Я., д.т.н., професор
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна*

Важливим класом засобів моніторингу за БПЛА на сьогодні виступають системи відеоспостереження [1].

Оцінка ефективності алгоритмів виявлення і супроводження БПЛА, як правило, проводиться шляхом статистичного імітаційного моделювання. Для цього використовуються двовимірні зображення БПЛА, що рухаються в області кадрів. Для строгого формування двовимірного зображення БПЛА необхідно мати його тривимірну модель. Але ж моделювання тривимірної моделі БПЛА і формування її двовимірних проєкцій на кожному кроці вимагає значних обчислювальних витрат. Тому для аналізу алгоритмів часто достатньо виконувати моделювання руху БПЛА без його обертання в просторі, що дозволяє використовувати одне вихідне зображення БПЛА. Але ж масштаб (розмір) цього зображення на відеокадрах залежить від дальності до БПЛА, що також вимагає відповідного розрахунку.

Також адекватне формування траєкторії руху БПЛА на послідовності кадрів може бути здійснено шляхом моделювання руху його геометричного центру в тривимірному просторі з подальшим проєктуванням просторових координат в площину відеокадрів.

Таким чином, об'єкт спостереження в кадрі представляється у вигляді прямокутної області, в яку вписується БПЛА. Координати центра прямокутника розглядаються як геометричний центр об'єкта. Траєкторія руху БПЛА визначається координатами центра прямокутної області.

Як правило, відстань між відеокамерою та БПЛА значно перевищує фокусну відстань f оптичної системи. Тому будемо використовувати проєктивну модель відеокамери [2], в якій проєктування зображення тривимірного об'єкта у фокальну площину (площину зображення) виконується через оптичний центр.

На рис.1 задана точка P , яка характеризує геометричний центр БПЛА в тривимірному просторі, а також координати пікселя її проєкції на кадр. Використовуються три системи координат:

1. місцева система координат (x_w, y_w, z_w) ;
2. система координат камери (x_c, y_c, z_c) ;
3. система координат матриці камери (u, v) .

Проєкція точки P на площину зображення системи координат камери визначається зовнішніми і внутрішніми параметрами [2]. Зовнішні параметри представляють положення камери в тривимірній сцені та визначають

перетворення від місцевої системи координат до системи координат камери. Внутрішні параметри представляють собою оптичний центр і фокусну відстань камери, завдяки яким виконується проєктивне перетворення від координат в просторі до зображення в піксельному уявленні.

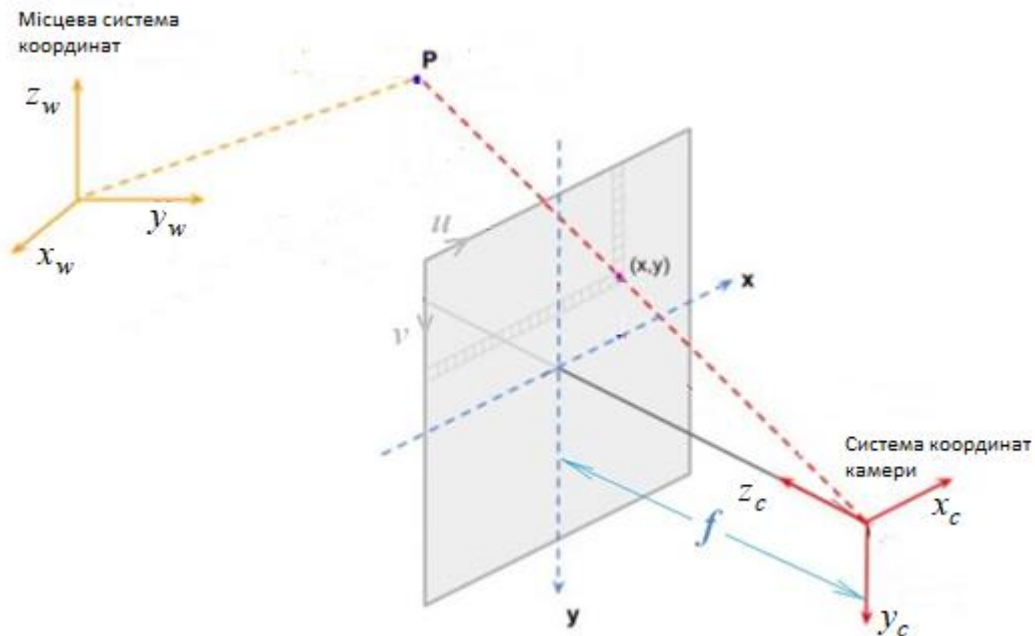


Рис. 1 – Проекція точки P на матрицю камери.

Зв'язок між координатами точки P в системі координат камери і місцевої системі координат може бути представлено у вигляді [2].

$$\mathbf{x}_c = \mathbf{V}\mathbf{x}_w, \quad (1)$$

де $\mathbf{x}_c = (x_c, y_c, z_c, 1)^T$ – координати точки P в системі координат камери; $\mathbf{x}_w = (x_w, y_w, z_w, 1)$ – координати точки P в місцевої системі координат; \mathbf{V} – матриця, яка описує поворот і зміщення системи координат камери відносно місцевої системі координат.

Після визначення координат точки P в системі координат камери, можуть бути розраховані її координати в системі координат матриці камери.

Положення точок знімка визначається в піксельній системі координат (u, v) , початок якої з'єднаний з верхнім лівим пікселем зображення рис.1. Координати центрального пікселя (c_x, c_y) (оптичний центр) знаходяться на перетині головної оптичної осі об'єктива з матрицею камери. Координати проєкції точки P в піксельних одиницях виміру розраховуються шляхом вирішення рівняння:

$$\begin{bmatrix} u \\ v \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f/\Delta u & 0 & c_x \\ 0 & f/\Delta v & c_y \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

де Δu , Δv - розміри комірки матриці (масштаби) по осях u і v відповідно;

$x = x_c / z_c$, $y = y_c / z_c$ - координати проекції точки P на фокальну площину

відеокамери.

Розглянемо камеру [3] з фокусною відстанню $f = 12$ мм і розмірами комірки матриці $\Delta u = \Delta v = 2,5 \mu\text{м}$. БПЛА знаходиться на оптичній осі камери на відстані 100 м. Розміри прямокутної області, в яку вписується БПЛА, по осях x_c і y_c дорівнюють $0,25\text{м} \times 0,15\text{м}$. Розраховані розміри зображення БПЛА на фокальній площині дорівнюють $29,7 \mu\text{м} \times 17,8 \mu\text{м}$ і 12×7 пікселів.

На основі отриманих в результаті моделювання проекцій траєкторій руху БПЛА в фокальній площині відеокамери можуть бути розраховані його прискорення по осях системи координат матриці камери, що дозволяє адекватно визначити параметри маневру цілі в алгоритмах супроводження.

Перелік посилань

1. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Часть 1. Беспилотный летательный аппарат как объект обнаружения и поражения / Макаренко С. И., Тимошенко А. В., Васильченко А. С // Системы управления, связи и безопасности. №1, 2020

2. Цифровая обработка изображений в информационных системах : учеб. пособие / И.С. Грузман [и др.].-Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2002.-352 с.

3. Інформаційний портал «Характеристики відеокамер» [Електронний ресурс]. Доступ за посиланням. http3.6s://lantorg.com/article/kak-vybrat-videokameru-ch2-harakteristiki-videokamer#razm_mat

Анотація

На основі проєктивної моделі відеокамери розглянуто методику розрахунку траєкторії руху і характеристик зображення малорозмірного БПЛА на послідовності кадрів. Отримана методика може бути використана при імітаційному моделюванні для оцінки ефективності алгоритмів виявлення і супроводження БПЛА.

Abstract

Based on the projective model of the video camera calculation method of the trajectory of movement and characteristics of the image of small UAV on a sequence of frames is considered. The obtained technique can be used in simulation to assess the effectiveness of algorithms for detection and maintenance of UAVs.

ПОРТАТИВНА МЕТЕОСТАНЦІЯ

Вергелес Т. А., магістр; Мирончук О. Ю, PhD

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна

Сучасні цифрові технології набувають все більшої популярності та стрімко розвиваються в різних галузях. Актуальною задачею для сучасної людини є отримання метеорологічних даних, таких як температура, тиск, вологість. Крім того, враховуючи тенденції розвитку побутової електроніки, широкого застосування набувають системи «Розумний дім» [1], які можуть аналізувати метеорологічні дані і на основі результатів аналізу виконувати контроль температури приміщення, провітрювання, тощо.

В роботі розглянуто пристрій, що виконує функції портативної метеостанції, який може бути як самостійною одиницею так і інтегруватися в систему «Розумний дім». Розглянувши параметри існуючих метеостанцій, в цілому можна сказати, що в переважній більшості метеостанції для розумного будинку забезпечують користувача одними і тими ж метеоданими. Представлений в роботі пристрій забезпечить користувача інформацією, що дозволить системі «Розумний дім» здійснювати контроль таких пристроїв як [2]:

- 1) кліматичне обладнання – системи обігріву, кондиціонування та вентиляції;
- 2) автоматичні штори, ролети та жалюзі;
- 3) системи автоматичного поливу газонів, клумб і грядок.

В основі роботи пристрою лежить мікроконтролер, який збирає дані з сенсорів і виводить їх на індикатори у формі, зрозумілій людині користувачу. Крім того, одним із важливих факторів є передача зібраних даних на блок керування системою «Розумний дім». Обрана бездротова система Wi-Fi є одним із найпопулярніших протоколів зв'язку на сьогоднішній день, оскільки дана система може поширювати сигнал без проводів на заданий радіус своєї дії [3]. Також Wi-Fi має високу швидкість передачі даних та дає змогу мобільним пристроям під'єднуватися до мережі інтернет. Проте слід зазначити, що Wi-Fi є одним із найменш енергоефективних способів передачі даних.

Розроблена портативна метеостанція забезпечить користувача та вище зазначені системи «Розумного дому» наступними метеоданими та функціями:

- зовнішня та внутрішня температура;
- зовнішня та внутрішня вологість;
- атмосферний тиск;
- рівень вуглекислого газу;
- рівень освітленості;
- дата, час та календар.

Відповідно була створена та представлена структурна схема даного

пристрою рис.1.

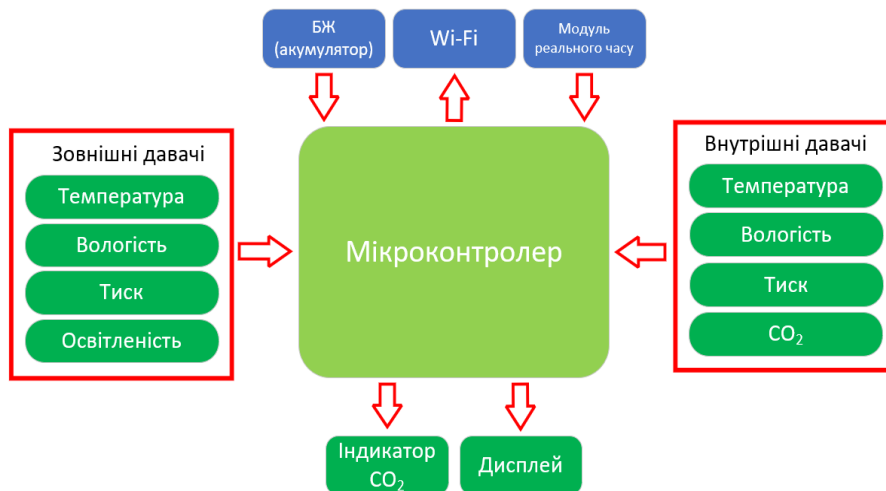


Рис. 1. – Структурна схема

За допомогою зовнішніх та внутрішніх датчиків метеостанція з точністю до десятих робить заміри температури. Діапазон для кімнатного датчика від -5°C до $+50^{\circ}\text{C}$, для зовнішнього датчика від -40°C до $+60^{\circ}\text{C}$. Вологість вимірюється як і в приміщенні так і зовні в діапазоні від 2% до 98%. Заміри атмосферного тиску робляться за допомогою барометра з точністю до 1 мбара як зовні так і в середині приміщення. Для оцінки якості повітря в приміщенні використовується відповідний датчик контролю вуглекислого газу (CO_2).

Після необхідних замірів метеоданих результат з цифрових модулів вимірювання подається на вхід мікроконтролера та обробляється. Після чого результат виводиться на дисплей у вигляді числових даних. У випадку з вуглекислим газом, перевищення допустимого значення (0,1%) ідентифікується червоним світлодіодом.

Після збору та обробки усіх необхідних даних за допомогою модуля Wi-Fi метеостанція з'єднується з центральним хабом розумного будинку, в середині якого встановлені необхідні контролери, драйвера та програми для обробки отриманої інформації [4]. На основі отриманих даних метеостанції центральний контролер розумного будинку самостійно, відповідно до заданого сценарію, віддає команди іншим розумним систем спр'яжених з ним, наприклад включає або виключає спліт-систему.

Обраний модуль реального часу підтримує: секунди, хвилини, години, дні, неділі, дату, місяць та рік. Годинник працює в 24-х часовому або в 12-ти часовому форматах. Має два будильника та календар.

Датчик освітленості дасть змогу метеостанції відрізнити день від ночі, сонячну погоду від похмурої, тінь від світла. Поріг освітленості виставляється за допомогою змінного резистора, якщо освітленість буде більшою ніж виставлено на вході з'явиться логічна одиниця, а якщо меншою то логічний нуль.

Живлення здійснюється за допомогою мережевого адаптера. Для забезпечення живлення під час відключення основного джерела використовуються дві літієві батареї.

Екран метеостанції поділений на декілька зон рис.2. Кожна з зон відповідає за певні показники метеоданих. Налаштування яскравості екрану здійснюється за допомогою перемикача.

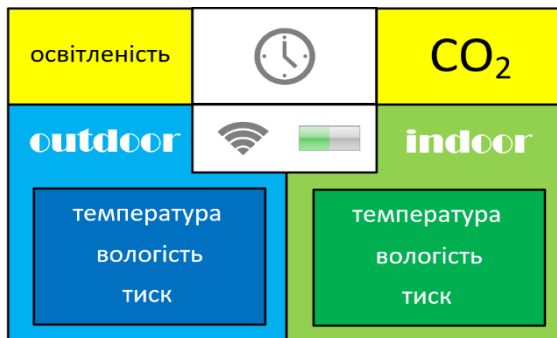


Рис. 2. – Схема індикації на рідкокристалічному дисплеї

Отже, розглянуто пристрій, а саме портативну метеостанцію. Основною функцією даного пристрою є збір метеоданих, їх обробка та вивід результату на цифровий дисплей. Інтеграція в «Розумний дім» можлива завдяки модулю Wi-Fi, який в свою чергу передає зібрані дані на центральний хаб розумного будинку. Тому дана

метеостанція забезпечує користувача не тільки корисними метеоданими навколишнього середовища, а і полегшує життя людини завдяки правильним функціонуванням систем розумного будинку. Подальшим розвитком є створення серверу та мобільного додатку, що дозволить спостерігати за показами пристроїв через мобільний телефон з будь-якої точки світу, де є інтернет.

Перелік посилань

1. Що таке “розумний будинок” і навіщо він потрібен? [Електронний ресурс]. Рижим доступу до ресурсу: <https://stylus.ua/uk/articles/528.html>
2. Умная метеостанция для дома. [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: <https://newsmarthome.ru/umnye-gadzhety/umnaya-meteostantsiya>
3. Что такое Wi-Fi и как он работает? [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: <http://gsm-ka.com.ua/chto-takoe-wi-fi-i-kak-on-rabotaet/>
4. Хаб для умного дома. [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: <https://neosmart.com.ua/centry-upravleniya-umnym-domom/>

Анотація

Розглянуто сферу використання портативної метеостанції. Створено та проаналізовано принцип роботи структурної схеми для модуля вимірювання кліматичних параметрів. Представлено можливість інтегрування пристрою в систему “Розумний дім”.

Ключові слова: Розумний дім, метеостанція, хаб.

Abstract

The sphere of use of a portable meteorological station is considered. The principle of operation of the structural scheme for the module of measurement of climatic parameters is created and analyzed. The possibility of integrating the device into the "Smart Home" system is presented.

Keywords: Smart house, meteorological station, hub.

DIGITAL PROGRAMMABLE INSTRUMENTATION AMPLIFIER

Y. Burkovskiy; U. Zinkovskiy

The National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine

The task of digital processing of analog signals is extremely common in the mixed-signal devices, bio-medical equipment, systems for measuring physical quantities, analyzing data from analog sensors, etc. However, in most cases, the signal level is below what is required to maximize the dynamic range of the analog-to-digital converter (ADC), which leads to the need to implement additional gain before applying the signal to the ADC. In the case of weak signals and a high level of interference, instrumentation amplifiers are often used [1].

One of the most common ways to create programmable gain amplifiers (PGAs) is to use electromechanical relays, which, upon command from the measuring module, connect the gain setting resistors of a known value to the integrated instrumentation amplifier. This method has a number of advantages: minimal effect on the amplifier's frequency response, high accuracy of setting the gain, ease of implementation, versatility and expandability [2]. This solution is widely used in analog front-end blocks of precision measuring equipment, where large dimensions, relatively high cost of implementation and sensitivity to mechanical stress are not significant disadvantages. In addition, a limited number of possible gain values can be attributed to the disadvantages of this solution; a separate relay is required for each possible gain.

An alternative to the relay can be the use of multichannel analog switches. This solution provides a high switching speed of desired gain, compact size, insensitivity to external mechanical influences, however, it has a number of serious drawbacks, such as significant nonlinear resistance of the switch, large size in comparison to a digital potentiometer, high output capacitance of switches with low resistance (from a few to hundreds of picofarads), which significantly reduces common mode noise rejection, relatively high cost of switches with acceptable characteristics. In addition, the problem of setting more gain values remains unresolved. Most analog switch manufacturers produce models with a maximum of 4-8 channels, which does not always suit for the required number of gain values.

However, recently it has become possible to implement option, which combines a number of advantages at once. The development of microelectronics has led to the emergence of programmable digital potentiometers with a resistance setting error of less than 1% and a temperature stability of at least 5 ppm / °C [3]. The purpose of the article is to analyze the possibility of realizing a compact differential amplifier with a programmable digital interface gain by combining integral differential amplifiers with a fixed gain and programmable digital potentiometers.

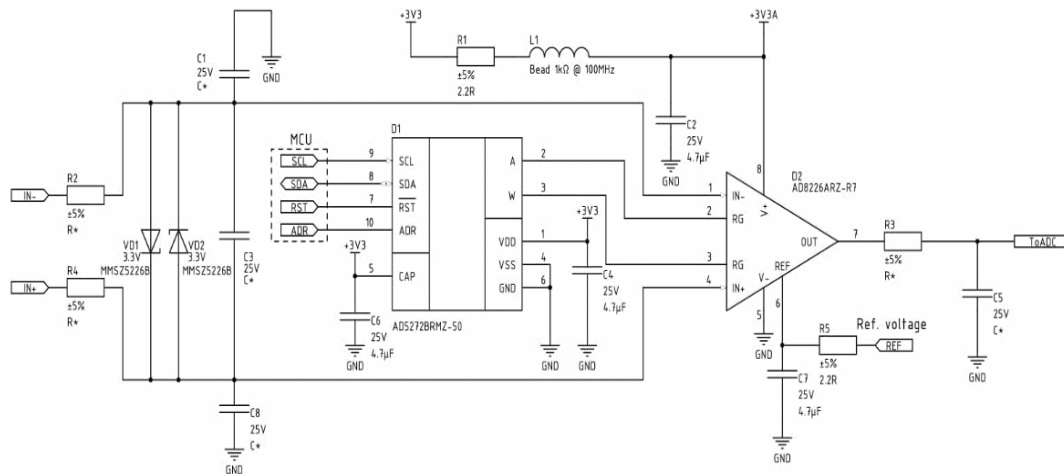


Figure 1. Proposed schematic of a programmable instrumentation amplifier

The schematic of the proposed amplifier is shown in Fig. 1. During the development, the main emphasis was on minimizing the list of components used (BOM), versatility and quick integration with ADCs of various microcontrollers.

The input signal is fed to the IN + and IN- inputs, after which it goes to the RF filter and protection of the amplifier inputs. Passive component ratings should be selected in dependence of the specific task. Next, the signal goes to the input of the differential amplifier D2, the gain value of which is adjusted using the programmable digital potentiometer D1. The AD8226 manufactured by Analog Devices was chosen as the instrumentation amplifier. The amplifier is powered through a filter R1-L1-C1 that separates the digital part from analog and thereby reduce noise in the power supply circuits of sensitive components. The AD5272 manufactured by Analog Devices was chosen as the programmable potentiometer. The AD5272's can set up to 1,024 resistance values, thereby significantly expanding the range of signals available for measurement. The reference bias voltage is applied to the REF input of the amplifier through the R5, C7 filter. The source can be, for example, a resistor divider with buffer or digital-to-analog converter of a microcontroller. In this case, the flexibility of this solution will increase even more, since it will be possible to adjust the offset directly from the microcontroller software. The signal from the amplifier output passes through the low-pass filter R3, C5 is connected to ADC of the microcontroller, where, the digital processing of the measured signal can be carried out or into any other meter.

The advantages of the proposed differential amplifier include the small size, ability to configure required parameters, wide possible range gain, the possibility of automatic calibration of the gain setting error, low cost, the ease of implementation and integration.

References

1. MT-061: Instrumentation Amplifier (In Amp) Basics. [Electronic resource] [Electronic resource] — Analog Devices — 2009 Access mode: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-061.pdf>.

2. MT-072: Precision Variable Gain Amplifiers (VGAs). [Electronic resource] — Analog Devices — 2009 Access mode: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-072.pdf>.

3. AN-1291: Digital Potentiometers: Frequently Asked Questions. [Electronic resource] — Analog Devices — 2015 Access mode: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/app-notes/an-1291.pdf>.

Abstract

The subject matter of study in the article is schematic solutions of instrumentation amplifiers with a programmable gain for applied solutions. The goal is the creation of the circuitry that implements a programmable instrumentation amplifier that combines the advantages of already-known solutions with the possibility of setting the necessary gain through a digital I2C / SPI interface. The following results are obtained: during the work, a new circuitry solution is proposed for the small-sized programmable instrumentation amplifier based on the differential amplifier with a fixed gain and programmable digital potentiometer. The analysis of the proposed implementation of programmable instrumentation amplifier allows us to conclude that the advantages of the proposed solution include small sizes of the developed circuitry, the ability to flexibly configure elements of the construction, the maximum possible range of gain, the ability to automatically calibrate the gain setup error and relative simplicity of implementation.

Keywords: instrumentation amplifier, digital potentiometer, data collection systems, I2C, SPI, programmable gain.

Анотація

Предметом вивчення в статті є схемотехнічні рішення інструментальних підсилювачів з програмованим коефіцієнтом підсилення (programmable gain instrumentation amplifiers) для вирішення прикладних завдань. Метою є розробка схемотехнічної реалізації програмованого інструментального підсилювача, що об'єднує переваги вже відомих рішень з можливістю завдання необхідного значення посилення по цифровому інтерфейсу I2C / SPI. Отримані наступні результати. В ході роботи було запропоновано нове схемотехнічне рішення малогабаритного програмованого інструментального підсилювача на основі диференціального підсилювача з фіксованим значенням посилення і програмованого цифрового потенціометра. Проведений аналіз запропонованої реалізації програмованого інструментального підсилювача дозволяє зробити висновки, що до переваг запропонованого рішення можна віднести малі розміри готового рішення, можливість зміни під необхідні параметри, максимально можливий діапазон регулювання посилення, можливість автоматичного калібрування похибки установки посилення, невисоку вартість реалізації (в порівнянні з іншими, представленими в статті методами) і відносну простоту реалізації.

Ключові слова: інструментальний підсилювач, цифровий потенціометр, системи збору даних, I2C, SPI, програмований посилення.

МЕТОДИКА СТАТИСТИЧНОЇ ОБРОБКИ ДАНИХ ПРИ ЛАЗЕРНОМУ СКАНУВАННІ КРОВІ

*Головня В. М., ст.викл., Зіньковський Ю. Ф., д.т.н., проф.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна*

Основні особливості задач діагностики природних об'єктів — їх багатопараметричність, часова і просторова змінність параметрів, наявність складних функціональних зв'язків між вимірювальними характеристиками параметрів випромінювання з шуканими параметрами частинок, а також експериментальні і методичні похибки, що супроводжують дослідження. Тому перераховані особливості створюють передумови вважати об'єкт дослідження лазерним скануванням крові детермінованим і для його вивчення застосовувати методи багатофакторного статистичного аналізу з математичним моделюванням процесів взаємодії випромінювання з об'єктами і відповідною побудовою оптимальних планів вимірювань [1]. Суть такого підходу оцінки інформаційного змісту досліджуваних даних зводиться до такої послідовності дій і операцій:

1. Розроблення математичної моделі об'єкта, що враховує фізичні закони взаємодії випромінювання з об'єктом; вибираються параметри, які належить визначити; методами оптимального планування вибираються точки факторного простору, що відповідають певним комбінаціям значень параметрів;

2. Виконання числового експерименту, за допомогою математичної моделі обчислення значення шуканих оптичних характеристик; отримані значення використовуються для побудови регресійних співвідношень зв'язку між функцією відгуку і параметрами крові.

Розміри еритроцитів не однакові. Їх діаметри розділені приблизно по гауссовському законі. Еритроцити людини мають діаметр 7,1 – 9,2 мкм (в середньому близько 8 мкм). Товщина на потовщеному краї – близько 1,7 – 2,4 мкм, в центрі – 0,9 – 1,2 мкм, об'єм еритроцитів – 70 – 100 мкм³.

За час свого існування в організмі людини еритроцити в процесі руху зазнають видозміни своєї форми. Як відомо, зі старінням дані формені елементи крові втрачають еластичність, а тому їх форма набуває нетипових для першочергової рис (відмінність від дискоцита). Інтенсивність старіння визначається насамперед середовищем в якому перебуває еритроцит. Тому маємо проаналізувати параметри середовища, а саме ті його показники, що безпосередньо впливають на такий параметр еритроцита як еластичність. Тому ставимо за мету створити таку математичну модель еритроцита, в якій би враховувався розглянутий параметр та його вплив на процес деформування форми.

Для опису деформації еритроцитів скористаємося поряд з декартовою системою $Ox_1x_2x_3$, спеціальною [2, 3] системою координат $O\psi\theta$, зручною

для опису тороїдальних тіл еліптичного перерізу, що показана на рис. 1.

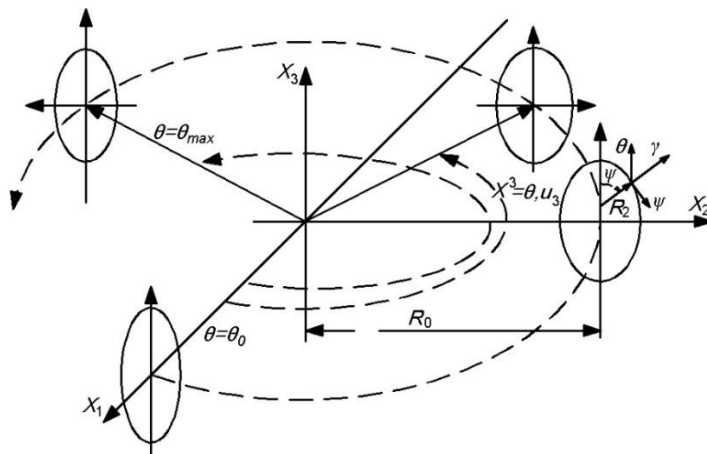


Рис. 1. Декартова $OX_1X_2X_3$ системи координат для розрахунку тора еліптичного перерізу

Далі цю систему називатимемо «тороїдальною».

При описі геометрії моделюючих форм еритроцита для компонент тензора кінцевих деформацій

Гріна

використовуємо спеціальну систему координат

цій

$O\gamma\psi\theta$ (рис. 2):

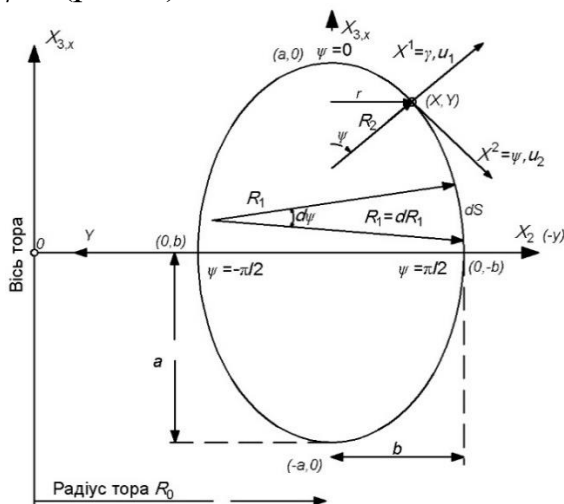


Рис. 2. Схема зв'язку між декартовими системами координат Oxy , $OX_1X_2X_3$, і спеціальною системою $O\gamma\psi\theta$ для розрахунку еліптичного тора

Для коваріантних компонент e_{ij} тензора кінцевих деформацій Гріна [4] мають місце:

$$e_{ij} = \frac{1}{2} (\nabla_i u_j + \nabla_j u_i + \nabla_i u^k \nabla_j u_k) = \frac{1}{2} (\nabla_i u_j + \nabla_j u_i + g^{kl} \nabla_i u_l \nabla_j u_k)$$

$$\nabla_j u_i = \frac{\partial u_i}{\partial x^j} - u_\alpha \Gamma_{ij}^\alpha,$$

де u_α – коваріантні компоненти вектора переміщень, Γ_{ij}^α – символи Кристофеля другого роду.

Для фізичних компонент $e_{(ij)}$ тензора деформацій мають місце

співвідношення (наприклад, для e_{ij} , $e_{(11)}$ та $e_{(22)}$):

$$e_{(11)} = \frac{\partial u_{(1)}}{\partial x^1} + \frac{1}{2} \left[\left(\frac{\partial u_{(1)}}{\partial x^1} \right)^2 + \left(\frac{\partial u_{(2)}}{\partial x^1} \right)^2 + \left(\frac{\partial u_{(3)}}{\partial x^1} \right)^2 \right],$$

$$e_{(22)} = \frac{1}{(R_1 + x^1)} \frac{\partial u_{(2)}}{\partial x^2} + \frac{u_{(1)}}{(R_1 + x^1)} + \frac{1}{2} \left[\left(\frac{1}{(R_1 + x^1)} \frac{\partial u_{(1)}}{\partial x^2} - \frac{u_{(2)}}{(R_1 + x^1)} \right)^2 + \left(\frac{1}{(R_1 + x^1)} \frac{\partial u_{(2)}}{\partial x^2} - \frac{u_{(1)}}{(R_1 + x^1)} \right)^2 + \left(\frac{1}{(R_1 + x^1)} \frac{\partial u_{(3)}}{\partial x^2} \right)^2 \right]$$

Визначений тензор деформацій дозволяє математично встановити залежність параметрів форми еритроцита від його структури та впливу на неї механічних навантажень в процесі руху у відповідному середовищі.

Природну зміну форми еритроцита можна описати так: тор – це початкова форма еритроцита, коли еритроцит молодий, ми її приймаємо за нормальний еритроцит, куля – середня, а кеглевидна форма – кінцева форма еритроцита. Ця зміна відбувається постійно і увесь час в крові присутні еритроцити з усіма фазами розвитку. Наявна певна частина деформованих еритроцитів характерних для здорового організму. У випадку наявності певних мікроорганізмів і вірусів маємо більш суттєве деформування форми еритроцита в процесі його життєдіяльності.

Отже, статистично серед здорових еритроцитів існує певна частка хворих (формозмінених) еритроцитів, і ми ставимо за мету встановити співвідношення між еритроцитами з видозміненою формою та нормальною. Обрахування великої вибірки розмірів еритроцитів становить основне технічне завдання даної роботи. Проведені дослідження в КПІ ім. Ігоря Сікорського на радіотехнічному факультеті показали, що розпізнавання (хвороби) крові шляхом ідентифікації форми еритроцитів можливо при використанні ефекту розсіювання форменими елементами крові лазерним випромінюванням з довжиною хвилі 0,6328 мкм.

Перелік посилань

1. Головня В.М. Розробка давача реєстрації розсіяного лазерного променю від компонентів рідини / В. М. Головня // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, 2017, с. 165-168.
2. Holst LB, Petersen MW, et al: Restrictive versus liberal transfusion strategy for red blood cell transfusion: systematic review of randomised trials with meta-analysis and trial sequential analysis. *BMJ*. 2015, 350: 1-15. 10.1136/bmj.h1.
3. Aubron C, Nichol A, et al: Age of red blood cells and transfusion in critically ill patients. *Ann Intensive Care*. 2013, 3: 2-10.1186/2110-5820-3-2.
4. Kazem Rahimi Age-stratified and blood-pressure-stratified effects of blood-pressure-lowering pharmacotherapy for the prevention of cardiovascular disease and death: an individual participant-level data meta-analysis / *Lancet* 2021; 398: 1053–64 Published Online August 27, 2021 [https://doi.org/10.1016/S0140-6736\(21\)01921-8](https://doi.org/10.1016/S0140-6736(21)01921-8).

Анотація

Представлено моделювання форми формених елементів крові через тензор кінцевих деформацій Гріна та методика статистичного обрахунку їх форми.

Ключові слова: статистична обробка даних, лазерне випромінювання, форменні елементи крові, тензор кінцевих деформацій Гріна.

Abstract

The modeling of the shape of formed elements of blood through the tensor of finite Green deformations and the method of statistical calculation of their shape are presented.

Keywords: statistical data processing, laser radiation, blood cells, Green's finite strain tensor.

ОТПОЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ ДЛЯ СТАТИЧНОГО ТА ДИНАМІЧНОГО СПЕКЛ-ЗОБРАЖЕННЯ КЛІТИН КРОВІ

Стативка І. Д.

(Науковий керівник Богомолів М. Ф., к.т.н., доцент)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

Спекл – це просторова флуктуація опромінення, що спостерігається при відбитті когерентного світла від шорсткої поверхні. Це пов'язано з тим, що світло, що відбивається від багатьох куточків поверхні, накопичує дуже різні часові затримки, що охоплюють діапазон набагато більший, ніж оптичний, на шляху до точки спостереження (Рисунок 1). [1],[2].

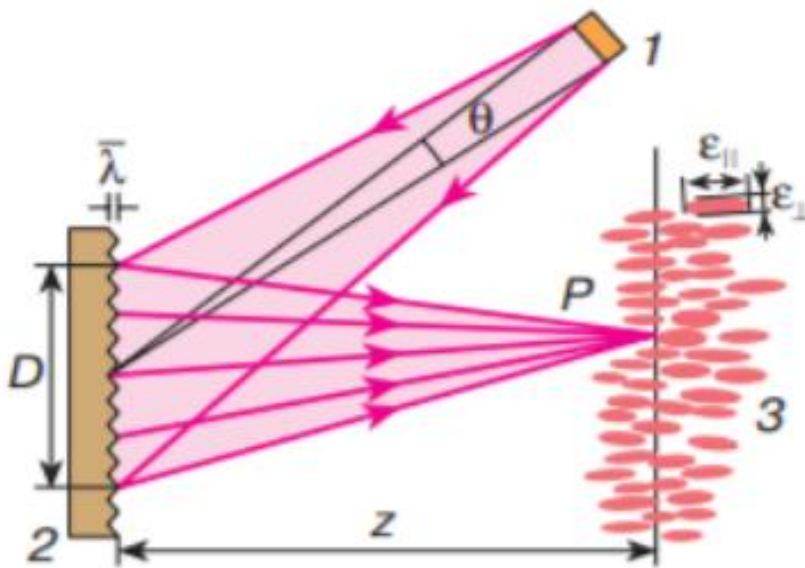


Рисунок 1 – оптична схема спостереження спеклів

Отримане зображення спеклів називають спекл-патерном або спекл-зображенням. Умовами їх спостереження є:

- перевищення діаметром області, що освітлюється, радіусом просторової когерентності ($\rho_c > D$);
- довжини часової когерентності l_c має перевищувати різницю оптичних шляхів кожної випадково обраної пари елементарних хвиль (δ), які сходяться в точці спостереження (P).

Оцінку стану еритроцитів можна проводити за допомогою отримання їх статичного зображення або в динаміці. Отримання спекл-зображень для *in vitro* досліджень відбувається шляхом інвазивного забору зразків крові та подальшого нанесення їх тонким шаром на лабораторне скло. Така технологія дозволяє використовувати мінімальний об'єм досліджуваної речовини.

Наступним кроком є опромінення тонкого шару зразку крові лазером.

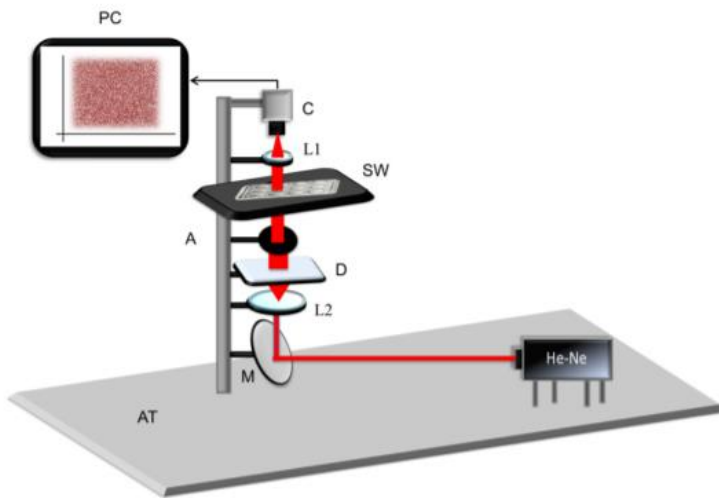


Рисунок 2 – Оптична система для отримання та запису спекл-зображень

В роботі [3] представлено установку для отримання та запису спекл-зображень еритроцитів. В якості джерел випромінювання можуть використовуватись He-Ne лазери ($\lambda = 0.6328$ мкм) або лазерні діоди, з довжинами хвиль та джерело білого світла. Для забезпечення лінійної поляризації випромінювання та регуляції інтенсивності необхідно використовувати фільтри. Спекл-зображення запи-

суються за допомогою камери, отримана картина збільшується за допомогою мікроскопа. Приклад експериментальної установки зображено на Рисунку 2. При такому методі спекл-зображення отримуються за умов нерухомого положення крові.

У роботах [4] та [5], розглядається отримання спекл-зображень в динаміці, тобто при руху крові по судинах. Судина в такому випадку виступає у якості проточної кювети, що забезпечує неінвазивність проведення аналізу.

За основу для макети установки отримання зображень спеклів шкіри взято схему, зображену на Рисунку 2, в якості об'єкта опромінення необхідно вибрати найменш рухому, але щільно вкриту кровоносними судинами ділянку шкіри [6]. Прикладом такої ділянки є палець людини, з якого зазвичай беруть кров для інвазивного дослідження. Таке рішення дозволить проводити аналіз в амбулаторіях, громадських місцях, таких як аеропорт чи вокзал, і без участі висококваліфікованих спеціалістів.

Запропонована схема аналізу та отримання його результатів виглядає наступним чином:

- 1) пацієнт поміщає палець у спеціальний отвір на приладі.
- 2) палець опромінюється лазером, або серією лазерів, для отримання плями картинки, яка фіксується камерою;
- 3) після обробки зображення пристрій видає результат, який можна вивести на екран і надіслати лікарю за допомогою єдиної медичної мережі.

Щоб уникнути самолікування, після обробки зображення аналізатор не повинен давати референтні значення. Результати слід подавати в кількісному вираженні, які потім надсилаються фахівцеві, який використовує їх для діагностики або отримання даних для експерименту чи дослідження.

Таким чином в даній роботі розглянуто існуючі рішення аналізу крові

за допомогою спекл-зображень (статичні та динамічні), визначено напрямки розробки приладу для проведення неінвазивного аналізу крові за спекл-зображенням та запропоновано схему аналізу.

Перелік посилань

1. МЕДИЧНА І БІОЛОГІЧНА ФІЗИКА: Навчальний посібник для студентів спеціальності 222 «Медицина»/ Е.І. Сливко, О.З. Мельнікова, О.З.Іванченко, Н.С. Біляк. – Запоріжжя, 2018. – с. 30-42

2. Jeffrey H. S. Speckled speckled speckle [Електронний ресурс] / H. S. Jeffrey, D. Justin. – 2020. – Режим доступу до ресурсу:

https://www.researchgate.net/publication/342593704_Speckled_speckled_speckle.

3. Quantitative Laser Biospeckle Method for the Evaluation of the Activity of *Trypanosoma cruzi* Using VDRL Plates and Digital Analysis [Електронний ресурс] / [C. G. Hilda, C. G. Lisbette, L. L. María та ін.]. – 2016. – Режим доступу до ресурсу: <https://doi.org/10.1371/journal.pntd.0005169>.

4. Chenxi L. Velocity measurements of heterogeneous RBC flow in capillary vessels using dynamic laser speckle signal / L. Chenxi, W. Ruikang. // *Journal of Biomedical Optics* DOI:10.1117/1.JBO.22.4.046002. – 2017.

5. Motion correction of laser speckle imaging of blood flow by simultaneous imaging of tissue structure and non-rigid registration / [L. Xiaohu, W. Jiakai, M. Liangwei та ін.]. // *Optics and Lasers in Engineering* DOI:10.1016/j.optlaseng.2020.106526. – 2021.

6. Anthony J Deegan. Microvascular Imaging of the Skin [Електронний ресурс] / Anthony J Deegan, Ruikang Wang // *Physics in Medicine and Biology*. – 2019. – Режим доступу до ресурсу:

https://www.researchgate.net/publication/330451590_Microvascular_Imaging_of_the_Skin

Анотація

Дослідження клітин крові є одним з основних тестів для правильної діагностики стану здоров'я пацієнта та медичних досліджень. Розробка технічних засобів, методів, алгоритмів для аналізу стану клітин крові - еритроцитів на основі сучасних оптоелектронних та лазерних технологій забезпечує високу ефективність та точність.

Для аналізу стану еритроцитів широкого застосування отримав метод аналізу спеклів [1],[2].

Ключові слова: кров, клітини крові, спекл, неінвазивність.

Abstract

Blood cell testing is one of the main tests for the correct diagnosis of the patient's health and medical research. Development of technical means, methods, algorithms for the analysis of a condition of blood cells - erythrocytes on the basis of modern optoelectronic and laser technologies provides high efficiency and accuracy.

For the analysis of the state of erythrocytes, the speckle analysis method is widely used [1], [2].

Keywords: blood, blood cells, speckle, non-invasiveness.

ЗАСТОСУВАННЯ ОСОБЛИВОСТІ ХИРАЛЬНОСТІ ГЛЮКОЗИ ПРИ НЕІНВАЗИВНИХ ОПТИЧНИХ ВИМІРЮВАННЯХ

Дідковський Т.М., бакалавр,

(Науковий керівник Богомолів М.Ф., к.т.н., доцент)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

Сьогодні цукровий діабет стає медико-соціальною проблемою. Визначення вмісту глюкози в крові є основним шляхом діагностики даної хвороби, проте досі здійснюється інвазивними методами. Неінвазивний метод, що описується в даній роботі, націлений на здійснення безперервного моніторингу вмісту глюкози та відстеження зміни такого важливого біохімічного показника крові, як глікований гемоглобін, який показує ризик розвитку ускладнень цукрового діабету. Пропонується вдосконалення приладу, що може бути використано в подальшій розробці приладу, або його модифікації. Ідея полягає у візуалізації капілярів пальця пацієнта за допомогою оклюзійної проби. Це дозволяє виявити ділянку пальця, найбільш сприятливу для опромінення променем поляризованого світла, і, таким чином, усунути похибку, пов'язану з можливими анатомічними особливостями пальця пацієнта.

В роботі [1] для розробки неінвазивного оптоелектронного поляриметричного глюкометра було обрано поляризаційний метод. Даний метод базується на явищі природної оптичної активності глюкози, що обумовлена хіральністю (відсутністю симетрії лівої сторони з правою) молекули даної речовини. При проходженні лінійно поляризованого світла певної довжини хвилі через оптично активне середовище (розчин глюкози), останнє буде впливати на напрям розповсюдження напруженості електричного поля світлової хвилі, повертаючи його на певний кут φ . Величина даного кута є прямо пропорційною до величини концентрації активної речовини на шляху проходження променя. Ця ідея лежить в основі роботи розглядуваного в роботі [1] неінвазивного оптоелектронного вимірювача вмісту цукру в крові людини, який працює наступним чином: лазерне випромінювання проходить через поляризатор, після цього вже лінійно поляризоване світло входить в об'єкт дослідження – мікрокапілярне русло пальця руки пацієнта, де активна речовина змінює орієнтацію коливань вектора напруженості. Далі промінь втрачає частину інтенсивності на аналізаторі через те, що крізь нього проходить лише вертикальна складова електричного поля хвиль. Фотодетектор приймає залишкову інтенсивність. Для того, щоб мати змогу визначити кут φ , а також не враховувати поглинання інтенсивності об'єктом дослідження чи іншими перешкодами, використовується паралельний канал, що має такий самий вигляд як і перший, за виключенням наявності аналізатора.

Відношення величини інтенсивності променя, падаючого на фотодетектор першого каналу до другого дорівнює квадрату косинуса кута φ . Величина даного кута пов'язана з інтенсивністю хвилі законом Малюса. Розрахувати концентрацію будь-якої речовини за допомогою даної схеми можна за допомогою формули:

$$C = \frac{\arccos \sqrt{\frac{I_1}{I_2}}}{\alpha_\lambda \times L},$$

де C — концентрація шуканої речовини;

I_1, I_2 — інтенсивності променів, падаючих на фотодетектори першого та другого каналів;

α_λ — коефіцієнт питомого обернення на довжині хвилі λ ;

L — довжина зразка[1].

Однак даний вимірювач має суттєвий недолік. Мікрокапілярне русло, що досліджується розробленим приладом, як правило, знаходиться в тих межах глибини, де все ще зберігається лінійна поляризація світла. Але не слід забувати, що у різних людей анатомія кінцівок, пальців тощо може відрізнятися, нехай несуттєво, але настільки, щоб спотворити результати неінвазивних вимірювань: мається на увазі глибина мікрокапілярного русла в тому місці пальця, яке пацієнт «підставляє» під лазерний промінь. Враховуючи, що розглянутий глюкометр був розроблений як прилад, що підходить кожній людині, було розроблено спосіб підвищення точності вимірювання вмісту цукру в крові людини за допомогою неінвазивного оптоелектронного поляриметричного глюкометра, а саме: у склад вимірювача включено оклюзійну манжету, яка має візуалізувати мікросудини пальця, що розташовані найближче до поверхні шкіри, стискаючи палець біля основи. Таким чином, капіляри розширюються за рахунок тимчасового перетискання венонних судин. Манжета накачується невеликим компресором, який забезпечує необхідний для оклюзії пальця тиск. Також до манжети під'єднаний датчик тиску, який відповідає за припинення накачування манжети при досягненні у ній необхідного тиску (15 мм рт. ст.[2]) (рис. 1, 2).

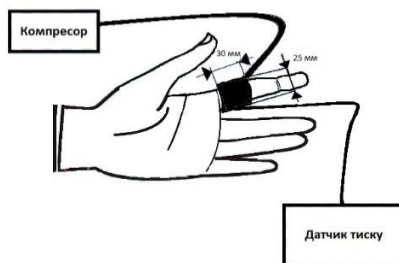


Рисунок 1 – ілюстрація оклюзійного стискування пальця пацієнта перед проведенням вимірювання рівня глюкози.

Таким чином, було вдосконалено неінвазивний оптоелектронний вимірювач вмісту цукру в крові людини шляхом включення у структуру приладу оклюзійної манжети, компресору і датчику тиску.

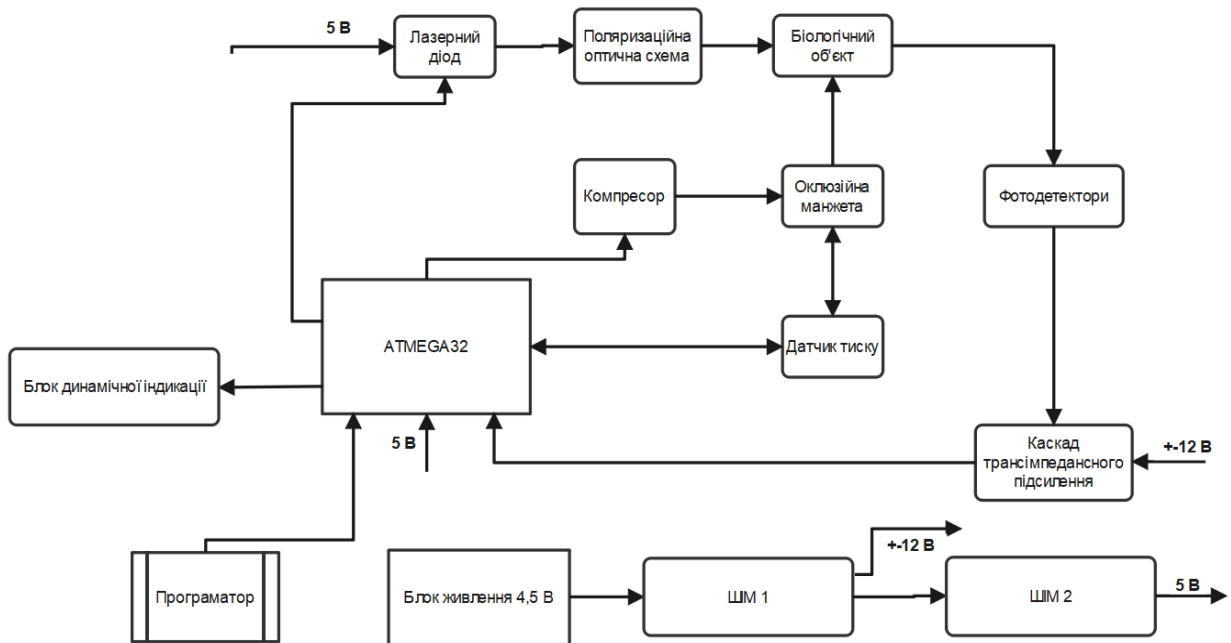


Рисунок 2 – структурна схема високоточного неінвазивного оптоелектронного вимірювача вмісту цукру.

Це вдосконалення спрямоване на підвищення точності вимірювання рівня глюкози в крові за допомогою візуалізації мікросудинного русла пальця пацієнта, яка досягається проведенням оклюзійної проби, тобто затискуванням пальця манжетною, що призводить до тимчасового порушення кровотоку у венах пальця і збільшення розміру капілярів.

Література

1. Цвілюк Д. А. Неінвазивний глюкометр на основі лазерної поляриметрії зі статичним аналізатором [Електронний ресурс] / Дмитро Андрійович Цвілюк // ELAKPI. – 2020. – Режим доступу до ресурсу: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/35979>.
2. Капилляр [Електронний ресурс] // Wikipedia. – 2021. – Режим доступу до ресурсу: <https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9A%D0%B0%D0%BF%D0%B8%D0%BB%D0%BB%D1%8F%D1%80>

Анотація

В роботі розглядається неінвазивний оптоелектронний вимірювач вмісту цукру в крові людини. Представлений спосіб підвищення точності вимірювання рівня глюкози шляхом доповнення структури приладу та запропонована його загальна структурна схема.

Ключові слова: поляризація, глюкоза, капіляри, оклюзійна проба.

Annotation

The paper deals with the non-invasive optoelectronic measurer of human blood sugar. A method for improving the accuracy of glucose level measurement by complementing the structure of the device is proposed and its general structural scheme is presented.

Key words: polarization, glucose, capillaries, occlusal test.

АЛФАВІТНИЙ ПОКАЖЧИК АВТОРІВ

Адаменко Ю. Ф.	105	Кот М. Г.	84
Арсенюк Д. О.	111	Красницький М. О.	26
Артеменко М. Ю.	102	Крот Ю. Ю.	126
Батрак Л. М.	102	Круглик О. С.	66
Биковський О. А.	41	Кутафін Ю. В.	102
Богомолов М. Ф.	138, 141	Лавріненко В.	78
Бруско А. В.	60	Лашевська Н. О.	54
Булашенко А. В.	35, 38, 41	Ліпатов В. П.	17
Бурковський Я. Ю.	132	Логвиненко Б. Д.	51
Василенко Д. О.	11	Маленчик Т. В.	69, 72
Вергелес Т. А.	129	Малюкін О. В.	120
Вишневий С. В.	90	Мануляк І. З.	32
Войцех С. І.	51	Марков В. І.	17, 29
Волошин О. П.	17	Мартинюк С. Є.	11
Герасименко А. О.	126	Матрофайло Н. І.	123
Гергіль Є. Є.	14	Мельничук С. І.	32
Головня В. М.	135	Мирончук О. Ю.	26, 60, 84
Гончарук А. В.	105	Міщенко В. О.	93
Грига В. М.	32	Мовчанюк А. В.	48, 75, 108
Гришко І. А.	114	Недзельський О. Ю.	54
Гуліч Є. Д.	87	Неуймін О. С.	69, 72
Гусєва О. В.	123	Омельяненко В. А.	90
Демченко І. В.	35	Остапенко Д. А.	17, 29
Дідковський Т.М.	141	Павленко Є. В.	57
Дмитренко В. Ю.	35	Пільтяй С. І.	35, 38, 41
Дубровка Ф. Ф.	20, 23, 44	Попсуй В. І.	117, 120
Дуднік О. В.	75	Роман Л. О.	11
Єзерський Н. В.	75	Савенчук Т. В.	38
Єлагіна Н. С.	35	Савченко І. О.	105
Жук С. Я.	69, 126	Саранчук А. П.	41
Зіменко Д. О.	123	Саратов Є.М.	44
Зінгер Я.Л.	99	Семенов В. Ю.	66
Зіньковський Ю. Ф.	111, 132, 135	Середін А. П.	108
Каращук Я. Ф.	108	Соколов К. А.	8
Касапов Е. В.	29	Сокольський С. О.	48
Корнєва О. А.	35, 38, 41	Стативка І. Д.	138
Косовець І. А.	81	Степанов М. М.	93

Сушко О. Ю.	14
Тарасюк А. О.	99
Ткаченко К. О.	20, 23
Товкач І. О.	81
Фесич В. П.	114
Чернишов Д. Є.	63
Чмельов В. О.	63, 87
Штик Т. В.	38
Шульга А. В.	114
Шуляк В. В.	41

Підп. до друку _____ р. Формат 60x84 1/16. Комп'ютерна верстка В. О. Адаменко.
Папір офс. Computer Modern
Спосіб друку — ризографічний. Ум. друк. арк. _____. Обл.-вид. арк. _____. Наклад ____ пр.
Зам. № _____

Національний технічний університет України
Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського.,
Видавництво Політехніка.
Свідоцтво ДК № 1665 від 28.01.2004 р.
03056, Київ, вул. Політехнічна, 14, корп. 15
тел. (044) 204-81-78.