

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

РТПСАС **2020** ***RTPSAS***

Міжнародна науково-технічна конференція
РАДІОТЕХНІЧНІ ПОЛЯ, СИГНАЛИ, АПАРАТИ ТА СИСТЕМИ

Матеріали конференції
16 – 22 листопада 2020
Київ, Україна

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

Conference Proceeding
November 16– 22, 2020
Kyiv, Ukraine

Київ — 2020

УДК 621
ISSN 2311-4169
ISSN 2311-4177

Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 16 – 22 листопада 2020 р.: матеріали конференції — Київ, 2020. — 200 с.

До збірника матеріалів конференції включено тези представлених доповідей, в яких наведені результати досліджень в радіотехнічній та суміжних галузях, за тематикою напрямків роботи секцій: теоретична радіотехніка. Радіотехнічні системи та мікрохвильова техніка. Теорія та практика радіовимірювань. 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;

Члени програмного комітету

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

Лашевська Н. О., Захарченко О. С., 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 № 11/2020 від 30.11.2020 р.)

UDK 621
ISSN 2311-4169
ISSN 2311-4177

International scientific and technical conference «Radioengineering fields, signals, apparatus and systems». Kyiv, March, 19 – 25, 2018: conference proceedings — Kyiv: 2018. — 284 p.

Collection of the conference materials include theses of reports in which the results of research in radio and related fields, according to the section subjects: theoretical radio engineering, 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 № 11/2020 of 30.11.2020).

ЗМІСТ

СЕКЦІЯ 1. ТЕОРЕТИЧНА РАДІОТЕХНІКА.

| | |
|---|----|
| Авдеєнко Г. Л. Формування телевізійного сигналу стандарту DVB -S2 з використанням SDR трансиверу NUAND BLADERF X40 | 12 |
| Воловик А. Ю. Оптимальна фільтрація сигналів за умов апіорної траєкторної невизначеності | 15 |
| Воловик А. Ю. Формування різницевого сигналу в модельно-орієнтованих системах діагностики | 18 |
| Нікітчук А. В. Теплові процеси та надійність у блоці РЕА | 21 |
| Політанський Р.Л, Верига А.Д., Вістак М.В. Аналіз перспективних сигнальних конструкцій для формування каналних сигналів | 24 |

СЕКЦІЯ 2. РАДІОТЕХНІЧНІ СИСТЕМИ ТА МІКРОХВИЛЬОВА ТЕХНІКА

| | |
|--|----|
| Bulashenko A.V., Piltyay S. I., Kalinichenko Ye. I. Post-iris waveguide polarizer | 28 |
| Gnatyuk M., Morozov V., Malyshko A., Chaiun M. An integral equation analysis of thick irises in waveguides of a phased array antenna | 32 |
| Piltyay S. I., Bulashenko A. V., Kushnir H. S. Microwave waveguide polarizer with 3 posts | 35 |
| Касапов Е. В., Ліпатов В. П., Марков В. І., Остапенко Д. А. Налаштування та проведення випробувань складних антенних систем | 39 |
| Кубай В. С., Зіньковський Ю. Ф. Електромагнітна сумісність системи автоматизації і управління будинками KNX | 42 |
| Мельник Т. Й., Сушко О. Ю. Лінза Ротмана Ku-діапазону із 4-ма вихідними портами | 46 |
| Пятін І. С., Бойко Ю. М. Аналіз енергетичної ефективності LDPC-кодів широкосмугових телекомунікацій технології 5G | 49 |

| | |
|---|----|
| Середін А. П., Мовчанюк А. В. Аналіз методик та модифікація існуючих виразів для розрахунку опору втрат дроселів на ультразвукових частотах | 52 |
| Слюсар В. І., Слюсарь І. І. Вплив конструктивних елементів колісних антен на їх властивості | 55 |
| Сушко О. Ю., Циганчук Т. Г. Параболічна рефлекторна антена Ку-діапазону із фазованою решіткою в якості опромінювача | 58 |
| Трубчанінова К. А. Антенна система для реалізації технології мобільного надширококутового зв'язку | 61 |
| СЕКЦІЯ 3. ТЕОРІЯ ТА ПРАКТИКА РАДІОВИМІРЮВАНЬ | |
| Ahmad Al Khas, Ihsan Cicek. A novel BRAM based PUF for FPGA based embedded systems | 65 |
| Ahmad Al Khas, Ihsan Cicek. FPGA implementation of a data acquisition system for random number generators | 69 |
| Hlukhov V. S. Hybrid quantum coprocessors | 72 |
| Nguyen Thi Hong Yen. Chirp based adaptive optimal kernel for limited nonstationary signals | 75 |
| Vo Duy Phuc. The design of simulator for nonlinear junction detector | 78 |
| Абрамович А. О., Піддубний В. О. Нелінійний перехід метал-оксид як базовий фактор підвищення дальності роботи ідентифікатора металів | 81 |
| Балахонова Н. О., Войтко А. С. Вейвлет-аналіз для віброакустичної діагностики механізмів обертального руху | 84 |
| Герасименко А. О., Жук С. Я. Аналіз точності позиціонування БПЛА на зображенні з використанням кореляційно-екстремального методу | 87 |
| Головін В. А. Програма розрахунку діаграми зворотнього розсіювання 3D моделей | 90 |
| Гонсьор О. Й. Розроблення структури смарт-системи для контролю якісних параметрів питної води в режимі реального часу | 93 |

| | |
|---|-----|
| Єзерський. Н. В., Мовчанюк А. В. Вибір частотного діапазону та оптимізація каналу зв'язку земля-наносупутник | 96 |
| Загорулько І. В., Шульга А. В. Багатофункціональний пристрій для ванної кімнати | 99 |
| Маленчик Т. В., Неуймін О. С. Огляд методів виявлення точкових цілей на послідовностях зображень | 102 |
| Пелешок Є. В., Гоненко С. В. Процедура повторного використання радіочастотного ресурсу | 105 |
| Прогонов Д. О. Ефективність стегааналізу цифрових зображень у випадку попередньої фільтрації стеганограм, сформованих згідно адаптивних методів MG та MIPOD | 108 |
| Сафаров О. О., Мінькова Я. В. Особливості крипто-кодових засобів захисту даних для хмарного середовища розробки | 111 |
| Слюсар В. І., Перепеліцин С. О. Аналіз топології багаторангових мереж на основі торцевого добутку матриць | 114 |
| Соколов К. А. Особливості обробки інформації в панорамних системах відеоспостереження за безпілотними літальними апаратами | 117 |
| Тітков Д. В., Лазебний В. С., Пілінський В. В. Моделювання електромагнітної обстановки на основі платформи EMS-CUBE.INFO | 120 |
| Фриз С. П., Кальватинський О. В., Авсієвич Р. О. Спосіб підвищення рівня обізнаності про оперативну обстановку у виключній (морській) економічній зоні | 123 |
| Ходнев Т. А., Лисенко О. М. Протокол передачі відеопотоку реального часу з безпосередньою інкапсуляцією в кадри Ethernet | 126 |

СЕКЦІЯ 4. ЕЛЕКТРОНІКА, НАНОТЕХНОЛОГІЇ, БІОМЕДИЧНІ СИСТЕМИ, РАДІОВИМІРЮВАННЯ.

- Арсенюк Д. О., Зіньковський Ю. Ф. Характеристики нітрид галієвих транзисторів у безмостовому коректорі коефіцієнта потужності Totem Pole PFC 130
- Артеменко М. Ю., Петров Д. О. Енергетичні властивості двополусної схеми заміщення електричного кола постійного струму, еквівалентної за потужністю 133
- Барило Г. І., Голяка Р. Л., Готра З. Ю., Гельжинський І. І. Синтез SPICE макромоделі керування широтно-імпульсним модулятором 136
- Барило Г. І., Микитюк З. М., Вісьтак М. В., Кремер І. П., Івах М. С. Мікропроцесорна система для контролю концентрації пари ацетону 139
- Биткін С. В., Критська Т. В. Нелінійна зміна h_{21E} рpn-структур з діелектричною ізоляцією, виготовлених на SiGe з різною концентрацією ізовалентної домішки 142
- Богомолов М. Ф., Орець Є. А. Комбінований оптоакустoeлектронний біомедичний стимулятор 145
- Богомолов М. Ф., Троц А. А. Розробка екологічного джерела живлення для радіoeлектронних пристроїв 148
- Бурковський Я. Ю., Зіньковський Ю. Ф. Моделювання мережевого коректора коефіцієнта потужності (PFC) з використанням карбід кремнієвих (SiC) силових транзисторів 151
- Головня В. М., Зіньковський Ю. Ф. Електродинамічний механізм взаємодії випромінювання з частинками 154
- Данилець М. О., Богомолов М. Ф. Універсальний діагностично-лікувальний пристрій для офтальмології 159
- Демченко С. О. Розробка контролера для управління двигуном електричного скутера з передачею інформації на смартфон 162

| | |
|---|-----|
| Зінковський Ю. Ф., Головня В. М. Лазерне визначення мікрочастинок | 165 |
| Кучмій Г. Л., Івах М. С., Адам'як О. А., Барило Н. Г. Використання цифрового конвертера TCS3400 в оптичних сенсорах | 169 |
| Лісовець С. М. Особливості контролю міцнісних властивостей конструкційних матеріалів засобами нелінійної акустики | 172 |
| Нелін Є. А., Непочатих Ю. В., Попсуй В. І. Характеристичний імпеданс періодичних структур | 175 |
| Семенов О. В., Любов Д. В. Високонадійні сенсори на основі плівок нанокристалічного SiC для моніторингу газового середовища | 178 |
| Сльотов М. М., Політанський Л. Ф., Сльотов О. М., Кінзерська О. В. Гетерошари II-VI сполук для наноелектроніки | 181 |
| Стешенко В. Д., Мовчанюк А. В. Стенд для реєстрації сейсмічних хвиль | 184 |
| Цветков В. І., Зінгер Я. Л. Електронний вимірювач відстані | 187 |
| Шайко-Шайковський О. Г., Білов М. Є., Дудко О. Г. Шляхи безконтактної діагностики та обстеження хворих | 190 |
| Яненко О. П., Перегудов С. М., Вірченко Л. А. Особливості формування шумових параметрів модуляційного радіометра | 193 |
| АЛФАВІТНИЙ ПОКАЖЧИК АВТОРІВ | 197 |

Секція 1. Теоретична радіотехніка.

Теоретична радіотехніка. Теорія кіл, сигналів та процесів у радіотехніці та електроніці, цифрове оброблення сигналів, схемотехніка, САПР та моделювання радіотехнічних пристроїв, електродинаміка, теорія побудови SDN та SDR.

Керівник секції: Андрій Мовчанюк

Секретар секції: Ірина Сушко

ФОРМУВАННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНОГО СИГНАЛУ СТАНДАРТУ DVB-S2 З ВИКОРИСТАННЯМ SDR ТРАНСИВЕРУ NUAND BLADERF X40

Авдєєнко Г. Л.

*Інститут телекомунікаційних систем КПІ ім. Ігоря Сікорського,
Київ, Україна*

Як і будь-яка високотехнологічна сфера діяльності, супутниковий зв'язок знаходиться у стані постійної трансформації та розвитку. Збільшення кількості і якості каналів – призвело до підвищення навантаження на передаюче обладнання супутника, що змусило більшість європейських операторів супутникових систем прямого мовлення зробити поетапний перехід до застосування стандарту DVB-S2 замість стандарту DVB-S. Стандарт DVB-S2 з точки зору вибору параметрів для формування сигналу має більшу гнучкість, а також забезпечує такі переваги перед DVB-S:

- більш потужна система завадостійкого кодування, заснована на кодах Боуза - Чоудхурі - Хоквінгема (БЧХ-коди) та кодах з малою щільністю перевірок на парність (LDPC);
- розширені формати модуляції (QPSK, 8-PSK, 16-APSK, 32-APSK);
- розширені формати швидкості попередньої корекції помилок (FEC) (1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9 і 9/10), що дозволяє забезпечити прийом сигналу (FEC = 1/4; 1/3; 2/5) у поганих умовах прийому, тобто для малих значень співвідношення сигнал / шум (SNR);
- покращений коефіцієнт згладжування $\alpha = 0.25$ та 0.2 [1].

Формування сигналу в трансиверах SDR, зазвичай, виконується програмуванням його, наприклад, за допомогою програмного середовища GNURadio або MatLab. Трансивери SDR коштують значно дешевше, ніж професійні модулятори DVB-S2, але в той же час використовують середовище GNURadio, яке забезпечує гнучку конфігурацію різних програмних вузлів (таких як кодери, цифрові фільтри тощо) модулятора, вони дозволяють більш детально розглянути особливості формування різних сигналів, включаючи цифрові телевізійні сигнали.

Метою даної тези є розгляд особливостей формування цифрового телевізійного сигналу DVB-S2 з багатопрограмного MPEG TS з використанням трансиверу Nuand BladeRF x40 SDR та програмного середовища GNURadio з подальшою оцінкою якості сформованого DVB-S2 сигналу.

Багатопрограмний телевізійний транспортний потік (MPEG TS) за допомогою програми ProgDVB попередньо записувався на жорсткий диск персонального комп'ютера (ПК) у вигляді файлу з розширенням *.ts із прийнятого за допомогою ресивера Prof 7500 супутникового сигналу стандарту DVB-S/S2 від геостационарного супутника Astra 4A.

Для роботи з трансивером BladeRF x40 було використано ПК з операційною системою Ubuntu версії 18.04 та встановленою на ньому бібліотекою драйверів. Підключення трансиверу BladeRF x40 до ПК здійснювалося через інтерфейс USB 3.0 [2].

В якості програмної моделі модулятора DVB-S2 в середовищі GNURadio можна використовувати готову спеціалістами SDR та радіоаматорами таку підпрограму, як *gr-dvbs2* або *gr-dtv* [3]. Основна відмінність цих підпрограм полягає в тому, що *gr-dvbs2* використовує графічні віджети QT GUI, а *gr-dtv* використовує графічні віджети WX GUI. Узагальнена блок-схема модулятора DVB-S2 в середовищі GNURadio показана на рис.1 і включає такі елементи: 1) блок "Джерело файлу", в параметрах якого вказується шлях до файлу із записаним транспортним потоком; 2) генератор заголовків поточкових кадрів (BBHeader); 3) скремблер поточкових кадрів (BBScrambler); 4) BCH-кодер; 5) LDPC-кодер; 6) інтерлівер; 7) модулятор; 8) генератор PLP-кадрів (Physical layer Framer); 9) FFT-фільтр; 10) приймач даних (osmocom Sink).

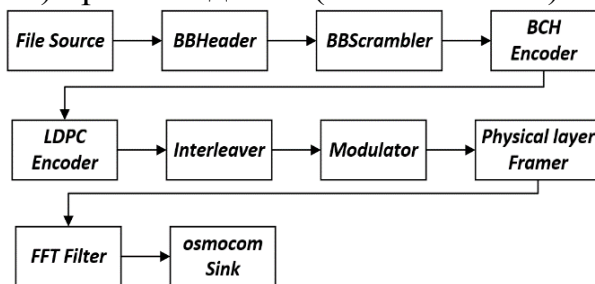


Рисунок 1 – Узагальнена блок-схема моделі ПЗ модулятора DVB S2 в програмному середовищі GNURadio

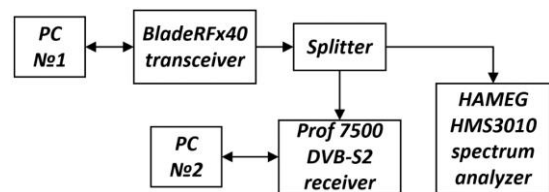


Рисунок 2 – Структурна схема для вимірювання параметрів сигналу DVB-S2, що сформований трансивером SDR BladeRF x40

Для формування радіосигналу DVB-S2 з MPEG TS були встановлені в програмній моделі модулятора DVB-S2 в GNURadio наступні параметри: 1) символна швидкість 19 Msps (що відповідає 38 Мбіт/с при модуляції QPSK та 57 Мбіт/с – 8-PSK); 2) коефіцієнт $\alpha = 0.2$; 3) кількість відводів (taps) цифрового фільтра дорівнює 200; 4) модуляція 8-PSK; 5) швидкість кодування FEC = 5/6; 6) вихідна частота $f_0 = 1000$ МГц. На рис.2 показана блок-схема вимірювання параметрів сигналу DVB-S2, сформованого за допомогою трансиверу SDR BladeRF x40.

На рис.3,а показано сигнальне сузір'я модуляції 8-PSK, а на рис. 3,б показані параметри сигналу DVB-S2, прийнятого приймачем Prof 7500, який формувався трансивером BladeRF x40 SDR. Аналіз результатів вимірювань показує низьку ймовірність бітової помилки ($BER < 10^{-8}$) після демодуляції та декодування сигналу DVB-S2, що, в свою чергу, забезпечує високу суб'єктивну якість відтворення зображення і звуку для кожного телеканалу, що міститься в MPEG TS .

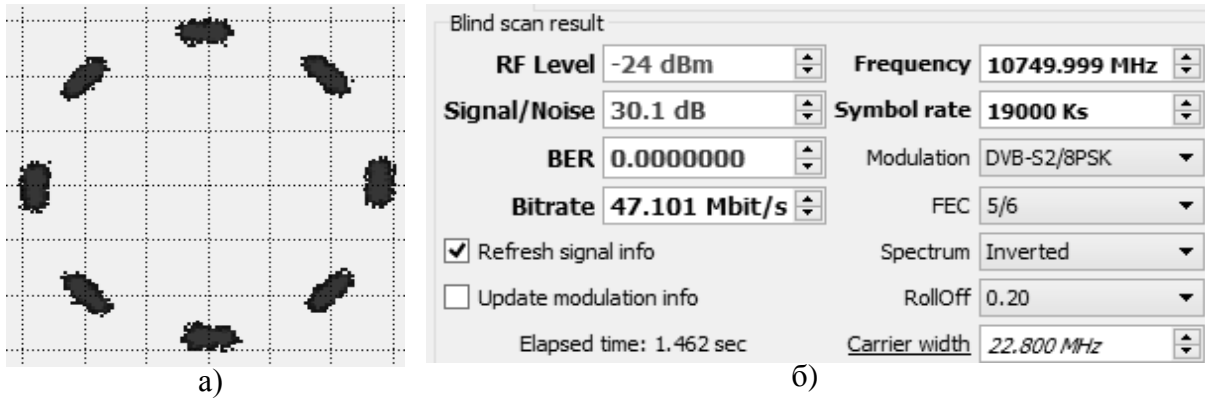


Рисунок 3 – Сузір'я (а) та параметри сигналу DVB-S2 8-PSK, який формується трансивером BladeRFx40 SDR після його обробки приймачем Prof 7500 DVB-S2

Як видно з рис.3 і прийнятий сигнал приймачем Prof 7500 має відношення сигнал/шум (SNR) не менше 29 дБ, а BER $<10^{-8}$ для $\alpha = 0.2$.

Результати тестів показали можливість успішного формування сигналу стандарту DVB-S2 із застосуванням трансиверу BladeRF x40 SDR та програмного забезпечення GNURadio, а також його успішний прийом з використанням приймача DVB-S2 із SNR не менше 29 дБ та BER не гірше ніж 10^{-8} при використанні QPSK та 8-PSK при значенні коефіцієнта згладжування $\alpha = 0.2$.

Перелік посилань

Папян С. Р. Основы радиовещания и телевидения: Учебное пособие / С. Р. Папян. – Ер.: РАУ, 2017. – 328 с.

Nuand BladeRF x40. [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.nuand.com/product/bladerf-x40/> – Назва з екрана.

gr-dvbs2. [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://github.com/drmpeg/gr-dvbs2> – Назва з екрана.

Анотація

У тезі відзначені основні переваги використання стандарту супутникового телебачення DVB-S2. Розглянуто питання формування цифрового телевізійного сигналу DVB-S2 з багатопрограмного транспортного телевізійного потоку із використанням користуванням SDR трансивера Nuand BladeRFx40, що працює в програмному середовищі GNURadio.

Ключові слова: DVB-S2, трансивер, SDR, модуляція

Abstract

This thesis highlights the main benefits of using a DVB-S2 satellite TV standard. DVB - S2 digital television signal generation from a multi-program transport TV stream using Nuand BladeRFx40 SDR transceiver operating under the GNURadio software environment was considered.

Keywords: DVB-S2, transceiver, SDR, modulation

ОПТИМАЛЬНА ФІЛЬТРАЦІЯ СИГНАЛІВ ЗА УМОВ АПРІОРНОЇ ТРАЄКТОРНОЇ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ

Воловик А. Ю., к.т.н., доц.

Вінницький національний технічний університет, Вінниця, Україна

Метою даної роботи є підвищення точності та достовірності вимірювань кутових координат ПС в азимутальному каналі посадкового радіолокатора (ПРЛ) за умов заходу на посадку по вільних траєкторіях, шляхом застосування методів оптимальної дискретної фільтрації.

Останнім часом все більше уваги приділяється створенню комплексних радіотехнічних систем які дають можливість здійснювати повітряним суднам (ПС) посадку по вільним посадковим траєкторіям [1]. В таких умовах динаміка змін кутових координат ПС під час посадкового маневру стає апріорі не визначеною, оскільки радіальна складова швидкості вирівнювання ПС на лінії курсу залежатиме від особливостей посадочних траєкторій кожного конкретного аеродрому та типу ПС. Використання фільтрів Калмана, як загально визнаного методу рішення задач такого класу, в цьому випадку стає обмеженим. Для подолання апріорної невизначеності азимутальної траєкторії руху ПС в даній роботі пропонується використання автономних багатомодельних методів оптимальної фільтрації [2].

З достатньою для практики точністю, математична модель динамічного процесу зміни кутових даних, які надходять з каналу первинних радіовимірювань у систему вторинної обробки, може бути описана системою різницевих векторних рівнянь

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}(k+1, k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}(k+1, k)\mathbf{w}(k); \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{n}(k), \end{aligned} \quad (1)$$

де $\mathbf{x}(k) = [\mathbf{x}(t), \dot{\mathbf{x}}(t), \mathbf{y}(t), \dot{\mathbf{y}}(t)]^T$ — вектор стану двовимірної горизонтальної моделі руху ПС у поточний момент часу k ; $\mathbf{y}(k)$ — вектор спостережень; $\mathbf{C}(k) = [1 \ 0 \ 1 \ 0]^T$ — матриця спостережень, структура якої визначається типом вимірювальних засобів; $\mathbf{w}(k)$, $\mathbf{n}(k)$ — гаусові білі послідовності з нульовим середнім значенням та апріорно заданими кореляційними матрицями $\mathbf{Q}(k)$, $\mathbf{R}(k)$; $\mathbf{A}(k+1, k)$, $\mathbf{B}(k+1, k)$ — системні матриці. З огляду на роботу [3], неважко показати, що при заданому інтервалі дискретизації Δt та кутовій швидкості ПС ω :

$$\mathbf{A}(k+1, k) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sin \omega \Delta t}{\omega} & 0 & -\frac{1 - \cos \omega \Delta t}{\omega} \\ 0 & \cos \omega \Delta t & 0 & -\sin \omega \Delta t \\ 0 & \frac{1 - \cos \omega \Delta t}{\omega} & 1 & \frac{\sin \omega \Delta t}{\omega} \\ 0 & \sin \omega \Delta t & 0 & \cos \omega \Delta t \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}(k+1, k) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T.$$

Алгоритм роботи автономного багатомодельного методу з кількістю моделей $N=i$ описується наступною послідовністю:

- прогнозування координатного вектору

$$\hat{\mathbf{x}}^{(i)}(k+1/k) = \mathbf{A}(k+1, k)\hat{\mathbf{x}}^{(i)}(k/k); \quad (2)$$

- прогнозування системної коваріація

$$\mathbf{P}^{(i)}(k+1/k) = \mathbf{A}^{(i)}(k+1, k)\mathbf{P}^{(i)}(k/k)\left(\mathbf{A}^{(i)}(k+1, k)\right)^T + \mathbf{Q}^{(i)}(k); \quad (3)$$

- визначення нев'язки вимірювання

$$\tilde{\mathbf{y}}^{(i)}(k+1) = \mathbf{y}(k+1) - \mathbf{C}^{(i)}(k+1)\hat{\mathbf{x}}^{(i)}(k+1, k); \quad (4)$$

- визначення коваріаційної нев'язки

$$\mathbf{S}^{(i)}(k+1) = \mathbf{C}^{(i)}(k+1)\mathbf{P}^{(i)}(k+1/k)\left(\mathbf{C}^{(i)}(k+1)\right)^T + \mathbf{R}^{(i)}(k+1); \quad (5)$$

- матричний коефіцієнт підсилення

$$\mathbf{K}^{(i)}(k+1) = \mathbf{P}^{(i)}(k+1/k)\left(\mathbf{C}^{(i)}(k+1)\right)^T\left(\mathbf{S}^{(i)}(k+1)\right)^{-1}; \quad (6)$$

- оновлення координатного вектору

$$\hat{\mathbf{x}}^{(i)}(k+1/k+1) = \hat{\mathbf{x}}^{(i)}(k+1/k) + \mathbf{K}^{(i)}(k+1)\tilde{\mathbf{y}}^{(i)}(k+1); \quad (7)$$

- оновлення коваріаційної матриці

$$\mathbf{P}^{(i)}(k+1/k+1) = \mathbf{P}^{(i)}(k+1/k) - \mathbf{K}^{(i)}(k+1)\mathbf{S}^{(i)}(k+1)\left(\mathbf{K}^{(i)}(k+1)\right)^T. \quad (8)$$

- визначення функції правдоподібності моделі \mathbf{L} та її імовірності $\boldsymbol{\mu}$

$$\mathbf{L}^{(i)}(k+1) \equiv N\left(\tilde{\mathbf{y}}^{(i)}(k+1); 0, \mathbf{S}^{(i)}(k+1)\right); \quad \boldsymbol{\mu}^{(i)}(k+1) = \frac{\boldsymbol{\mu}^{(i)}(k)\mathbf{L}^{(i)}(k+1)}{\sum_j \boldsymbol{\mu}^{(i)}(k)\mathbf{L}^{(i)}(k+1)}. \quad (9)$$

- оцінка вектору стану та даних системної коваріаційної матриці

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1/k+1) = \sum_i \hat{\mathbf{x}}^{(i)}(k+1/k+1)\boldsymbol{\mu}^{(i)}(k+1); \quad (10)$$

$$\mathbf{P}(k+1/k+1) = \sum_i \left[\mathbf{P}^{(i)}(k+1/k+1) + \left(\hat{\mathbf{x}}(k+1/k+1) - \hat{\mathbf{x}}^{(i)}(k+1/k+1) \right) \times \left(\hat{\mathbf{x}}(k+1/k+1) - \hat{\mathbf{x}}^{(i)}(k+1/k+1) \right)^T \right] \boldsymbol{\mu}^{(i)}(k+1). \quad (11)$$

Моделювання роботи автономного багатомодельного оптимального фільтра виконувалось за наступних умов: точність первинних вимірювань та збурення моделі визначались відповідними кореляційними матрицями $\mathbf{R}(k)=\text{diag}[2;1]$, $\mathbf{Q}(k)=\text{diag}[0,01;0,01]$; початкове значення вектора стану $\mathbf{x}(0/0)=[200;0;200;0]^T$; кількість моделей з відповідною кутовою швидкістю в діапазоні $0,045-10^{-5}$ рад/с. $N=7$; кутова швидкість моделі – 0,03 рад/с.;

початкова імовірність моделей розподілена за рівномірним законом з імовірністю $\mu = 0,1429$. Результати проведеного моделювання представлені на рисунку 1.

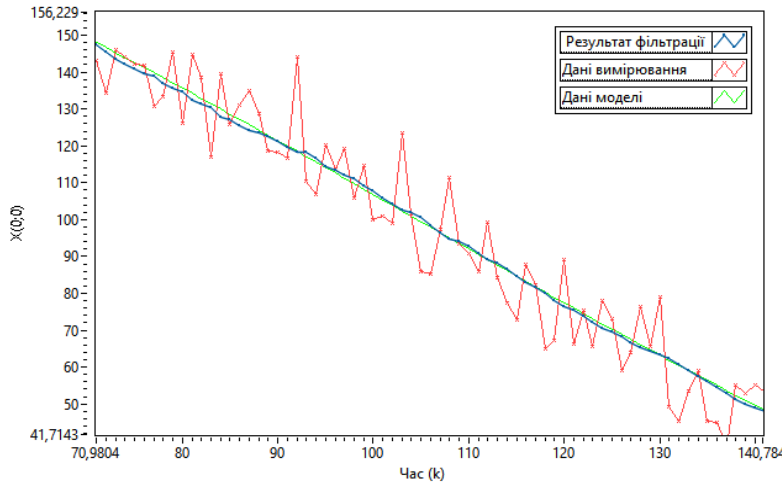


Рисунок 1. Фрагмент проведених таректорних вимірювань з результатами фільтрації по координаті $\mathbf{x}(k)=[x_{00};0;0;0]^T$

апріорною невизначеністю по кутовим швидкостям.

Перелік посилань

1. Руководство по построению схем на основе санкционированных требуемых навигационных характеристик (RNP AR) / Международная организация гражданской авиации (ICAO). Montréal, Quebec, Canada: 2009. — 100 с. — ISBN 978-92-9231-461-3.
2. Li X. R. Estimation with Applications to Tracking and Navigation: Theory Algorithms and Software / X. R. Li, V.P. Jilkov, T. Kirubarajan ; John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 2004.— p. 584 —ISBN:97804712212722.
3. Li X. R. Survey of maneuvering target tracking. Part I. Dynamic models / X. R. Li, V.P. Jilkov ; IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 39, No. 4. Oct. 2003 p. 1333–1364 DOI: 10.1109/TAES.2003.1261132.

Анотація

Методами матричної алгебри синтезовано автономний багатомодельний оптимальний фільтр для азимутального каналу посадкового радіолокатора за умов апріорної траєкторної невизначеності. Можливість застосування алгоритму підтверджена експериментально.

Ключові слова: динамічна система, вектор стану, автономний багатомодельний оптимальний фільтр.

Abstract

The autonomous multimodel optimum filter for the landing radar azimuthal channel is developed under conditions of the trajectory prior uncertainty by methods of matrix algebra. The feasibility of the algorithm is confirmed experimentally.

Keywords: dynamic system, state vector, autonomous multimodel optimum filter.

ФОРМУВАННЯ РІЗНИЦЕВОГО СИГНАЛУ В МОДЕЛЬНО-ОРІЄНТОВАНИХ СИСТЕМАХ ДІАГНОСТИКИ

Воловик А. Ю., к.т.н., доц.

Вінницький національний технічний університет, Вінниця, Україна

Однієї з найважливіших завдань модельно-орієнтованої функціональної діагностики є формування відповідного різницевого сигналу чутливого до несправностей, але інваріантного стосовно збурювань різноманітної природи. Процедуру формування такого сигналу слід інтерпретувати як завдання обробки сигналів. Якщо ця процедура оптимальна, то добування інформації про час, місце, і причину появи несправності відбувається з мінімальними втратами. Методи модельно-орієнтованої функціональної діагностики в переважній більшості засновані на математичних моделях контрольованих процесів і систем. Якщо завдання сформульоване в детермінованій постановці, то це – функціональні спостерігачі Луенбергера, для стохастичного варіанта завдання це – фільтр Калмана.

Зазначені методи використовують для оцінювання виходів системи результати вимірювань, проведених на діючому об'єкті, математична модель якого представляється співвідношеннями

$$\begin{aligned} \mathbf{x}'(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}_R(t) + \mathbf{R}_1(t)f(t) \\ \mathbf{y}_R(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}_R(t) + \mathbf{R}_2(t)f(t). \end{aligned} \quad (1)$$

де $\mathbf{x}(t)$ – n - мірний вектор стану; $\mathbf{u}_R(t)$ – r - мірний вектор входу; $\mathbf{y}_R(t)$ – m - мірний вектор виходу реально діючої системи; $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ – точно відомі системні матриці відповідних розмірностей; $f(t) \in \mathbf{R}^g$ – вектор несправностей, кожний елемент якого $f_i(t)$ ($i=1, 2, \dots, g$) відповідає певному типу несправності; \mathbf{R}_1 і \mathbf{R}_2 – матриці входів відповідні до несправностей, що описують процес впливу несправностей на контрольовану систему.

На практиці, звичайно, застосовуються функціональні спостерігачі, порядок яких менше порядку контрольованого об'єкта, тобто пристрій оцінювання є квазіоптимальним при цьому стає необхідним оцінити певну лінійну функцію від вектора стану, наприклад, $\mathbf{L}[\mathbf{x}(t)]$. Для цього можна скористатися функціональним спостерігачем Луенбергера канонічна структура якого описується наступними рівняннями [1]:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}'(t) &= \mathbf{F}\mathbf{z}(t) + \mathbf{K}\mathbf{y}(t) + \mathbf{J}\mathbf{u}(t); \\ \mathbf{w}(t) &= \mathbf{G}\mathbf{z}(t) + \mathbf{R}\mathbf{y}(t) + \mathbf{S}\mathbf{u}(t), \end{aligned} \quad (2)$$

де $\mathbf{z}(t) \in \mathbf{R}^q$ є вектором стану функціонального спостерігача, а $\mathbf{F}, \mathbf{K}, \mathbf{J}, \mathbf{G}, \mathbf{R}$ та \mathbf{S} системні матриці відповідних розмірностей. Вихід цього спостерігача $\mathbf{w}(t)$ прийнято називати оцінкою $\mathbf{L}^*[\mathbf{x}(t)]$, для системи, що описується рівнянням (1). Оцінка розуміється в асимптотичному змісті, тобто при відсутності несправностей повинне виконуватися співвідношення

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\mathbf{w}(t) - \mathbf{L}[\mathbf{x}(t)]) = \lim_{t \rightarrow \infty} (\mathbf{L}^*[\mathbf{x}(t)] - \mathbf{L}[\mathbf{x}(t)]) = 0 \quad (3)$$

При введенні матричної передатної функції \mathbf{T} , яка зв'язує вектор стану контрольованого об'єкта з вектором стану спостерігача $\mathbf{z}(t) = \mathbf{T}\mathbf{x}(t)$, спостерігач відповідно до рівняння (2) буде формувати оцінку $\mathbf{L}^*[\mathbf{x}(t)]$ тоді, коли задовольняються наступні умови [2]: $\mathbf{T}\mathbf{A} - \mathbf{F}\mathbf{T} = \mathbf{K}\mathbf{C}$; $\mathbf{J} = \mathbf{T}\mathbf{B} - \mathbf{K}\mathbf{D}$; $\mathbf{R}\mathbf{C} + \mathbf{G}\mathbf{T} = \mathbf{L}$; $\mathbf{S} + \mathbf{R}\mathbf{D} = \mathbf{0}$, а власні значення матриці \mathbf{F} є стійкими. Якщо покласти $\mathbf{L} = \mathbf{C}$, то вектор різницевого сигналу буде визначений як

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{Q}[\mathbf{y}(t) - \mathbf{y}^*(t)] = \mathbf{L}_1\mathbf{z}(t) + \mathbf{L}_2\mathbf{y}(t) + \mathbf{L}_3\mathbf{u}(t), \quad (4)$$

де $\mathbf{L}_1 = -\mathbf{Q}\mathbf{G}$; $\mathbf{L}_2 = \mathbf{Q} - \mathbf{Q}\mathbf{R}$; $\mathbf{L}_3 = -\mathbf{Q}(\mathbf{S} + \mathbf{D})$.

Формувач векторного різницевого сигналу (рис. 1) описується наступною парою рівнянь:

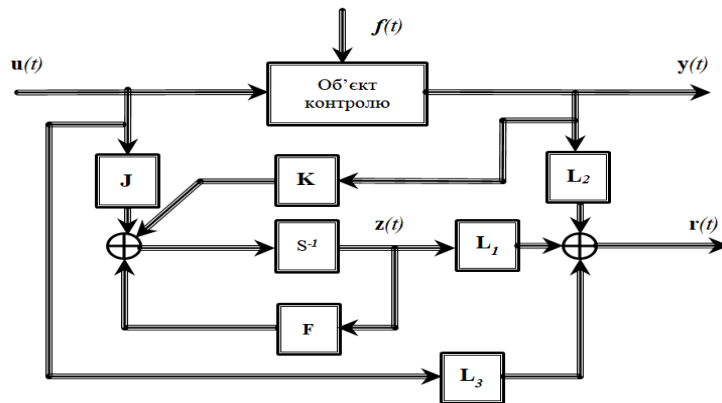


Рисунок 1. Схема формувача векторного різницевого сигналу, заснованого на функціональному спостерігачі Луенбергера

$$\begin{cases} \mathbf{z}'(t) = \mathbf{F}\mathbf{z}(t) + \mathbf{K}\mathbf{y}(t) + \mathbf{J}\mathbf{u}(t); \\ \mathbf{r}(t) = \mathbf{L}_1\mathbf{z}(t) + \mathbf{L}_2\mathbf{y}(t) + \mathbf{L}_3\mathbf{u}(t), \end{cases} \quad (5)$$

а матриці, що входять у ці рівняння повинні задовольняти умовам: $\mathbf{T}\mathbf{A} - \mathbf{F}\mathbf{T} = \mathbf{K}\mathbf{C}$; $\mathbf{J} = \mathbf{T}\mathbf{B} - \mathbf{K}\mathbf{D}$; $\mathbf{L}_1\mathbf{T} + \mathbf{L}_2\mathbf{C} = \mathbf{0}$; $\mathbf{L}_3\mathbf{T} + \mathbf{L}_2\mathbf{D} = \mathbf{0}$.

Перетворення Лапласа для різницевого сигналу задається виразом:

$$\mathbf{r}(s) = [\mathbf{L}_1 (s\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1} \mathbf{K} + \mathbf{L}_2] \mathbf{y}(s) + [\mathbf{L}_1 (s\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1} \mathbf{J} + \mathbf{L}_3] \mathbf{u}(s). \quad (6)$$

У тому випадку, коли застосовується формувач різницевого сигналу (2) до системи (1) різницеvim сигналом буде величина

$$\begin{cases} \mathbf{e}'(t) = \mathbf{F}\mathbf{e}(t) - \mathbf{T}\mathbf{R}_1 f(t) + \mathbf{K}\mathbf{R}_2 f(t); \\ \mathbf{r}(t) = \mathbf{L}_1\mathbf{e}(t) + \mathbf{L}_2\mathbf{R}_2 f(t), \end{cases} \quad (7)$$

де $\mathbf{e}(t) = \mathbf{z}(t) - \mathbf{T}\mathbf{x}(t)$. З формули (7) можна зробити винятково важливий висновок: формований у такий спосіб різницеvim сигнал залежить тільки й тільки від наявних несправностей $f(t)$.

У випадку коли використовується в якості формувача різницевого сигналу спостерігач повного порядку виходять наступні спрощення: $\mathbf{T} = \mathbf{I}$;

$\mathbf{J}=\mathbf{B}-\mathbf{K}\mathbf{D}; \mathbf{F}=\mathbf{A}-\mathbf{K}\mathbf{C}; \mathbf{L}_1=\mathbf{Q}\mathbf{C}; \mathbf{L}_3=\mathbf{Q}\mathbf{D}; \mathbf{L}_2=-\mathbf{Q}$. Отже, матричні передатні функції для формувача різницевого сигналу, заснованого на спостерігачі повного порядку, будуть такими

$$\begin{cases} \mathbf{H}_y(s) = \mathbf{Q}\{\mathbf{C}[s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C})]^{-1} \mathbf{K} - \mathbf{I}; \\ \mathbf{H}_u(s) = \mathbf{Q}\{\mathbf{C}[s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C})]^{-1} (\mathbf{B} - \mathbf{K}\mathbf{D}) + \mathbf{D}. \end{cases} \quad (8)$$

Для зміни частотної характеристики різницевого сигналу слід динамічно змінювати вагову матрицю $\mathbf{Q}(s)$. Мінімальний порядок функціонального спостерігача q_0 задовольняє нерівності $q_0 \leq \mu - 1$, де μ є індексом спостережуваності системи, що знаходиться у межах $n/m \leq \mu \leq n - m + 1$ і визнається як мінімальне число, що задовольняє умові [3]

$$\text{rank} \left[\mathbf{C}^T, (\mathbf{C}\mathbf{A})^T, \dots, (\mathbf{C}\mathbf{A}^{\mu})^T \right] = n. \quad (9)$$

Ця нерівність визначає тільки мінімально можливий порядок функціонального спостерігача. На практиці, порядок функціонального спостерігача вибирається більшим, ніж мінімально можливий. Це обумовлено лише тим, що для цілей функціональної діагностики необхідне задоволення ще додаткових умов, пов'язаних із забезпеченням чутливості різницевого сигналу до несправностей. Для локалізації несправностей можна використовувати модельно-орієнтовані спостерігачі, за допомогою яких формується або структурована безліч різницевих сигналів або векторний різницевий сигнал із заданою орієнтацією у функціональному просторі.

Перелік посилань

1. Luenberger D. G. Observing the state of a linear system. IEEE Trans. / D. G. Luenberger // Mil. Electron. — 1964, №8, pp. 74-80.
2. O'Reilly J. Observers for Linear Systems / O'Reilly J. ; Academic Press, 2012 — 246 p. ISBN-13 : 978-0124110823
3. Mironovski L. A. (1980). Functional diagnosis of dynamic system - a survey. / Mironovski L. A // Autumn Remote Control — 1980, №141, pp. 1122-1143

Анотація

Розглянуті теоретичні основи методів формування різницевого сигналу в модельно-орієнтованих системах функціональної діагностики. Проведено математичний аналіз алгоритму формування різницевого сигналу на основі функціонального спостерігача Луенбергера.

Ключові слова: динамічна система, різницевий сигнал, модельно-орієнтовані системи діагностики.

Abstract

The matters of fundamental theory methods of difference signal forming in the functional diagnostic model systems are studied in the paper. Mathematical analysis of the difference signal algorithm forming is carried out using the basis of the functional observer Luyenberger.

Keywords: dynamic system, difference signal, diagnostic model system.

ТЕПЛОВІ ПРОЦЕСИ ТА НАДІЙНІСТЬ У БЛОЦІ РЕА

Нікітчук А. В.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна

Температури елементів електронної структури (ЕЕС) напряму пов'язані з надійністю останніх, тобто й з надійністю всього РЕА. Методи автоматизованого розміщення тепловиділяючих функціональних вузлів та електрорадіоелементів на друкованій платі радіоелектронного апарату забезпечують оптимальність теплового режиму і підвищення надійності, а для їх визначення доцільно використовувати об'єктно-орієнтовані програмні модулі САПР. Розроблене програмне забезпечення (ПЗ) [1] дає змогу створити модель блоку з розміщеними у ньому чарунками з встановленими ЕЕС. Також в ПЗ виконуються розрахунки для визначення температур та надійності кожного ЕЕС та приладу в цілому.

Усереднені температури T_{cpj} чарунок визначаються температурою теплоносія (у більшості випадків – повітря), розміщенням чарунок у корпусі блока та температурами їх ЕЕС T_{eeci} :

$$T_{cpj} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k T_{eeci},$$

де k – кількість ЕЕС у чарунці.

У свою чергу, температури T_{eeci} залежать від топології друкованої плати чарунки [2]. Для визначення усередненої температури кожної чарунки T_{cpj} в залежності від розміщення у корпусі блока, сформована система рівнянь, що враховують конвективні теплові потоки від кожної чарунки до оточуючого середовища (повітря всередині корпусу), радіаційні від чарунок до стінок корпусу, радіаційні між самими чарунками:

$$\left. \begin{aligned} &(\alpha_1 S_1)_k (T_1 - T_v) + (c_{1k} S_{1k})_r (T_1^4 - T_k^4) + (c_{12} S_{12})_r (T_1^4 - T_2^4) - Q_1 = 0; \\ &\dots \\ &(\alpha_i S_i)_k (T_i - T_v) + (c_{ik} S_{ik})_r (T_i^4 - T_k^4) + (c_{i,i-1} S_{i,i-1})_r (T_i^4 - T_{i-1}^4) + \\ &\quad + (c_{i,i+1} S_{i,i+1})_r (T_i^4 - T_{i+1}^4) - Q_i = 0; \\ &\dots \\ &(\alpha_n S_n)_k (T_n - T_v) + (c_{nk} S_{nk})_r (T_n^4 - T_k^4) + (c_{n,n-1} S_{n,n-1})_r (T_n^4 - T_{n-1}^4) - Q_n = 0; \end{aligned} \right\}$$

де $(\alpha_i S_i)_k = \sigma_{iv}$ – конвективна провідність від чарунки до повітря всередині корпусу з температурою T_v ; $(c_{ik} S_{ik})_r = \sigma_{ik}$ – радіаційна провідність від чарунки до стінки корпусу з температурою T_k ; $(c_{i,i-1} S_{i,i-1})_r = \sigma_{i,i-1}$ – радіаційна провідність від чарунки до сусідньої з номером $i - 1$ та температурою T_{i-1} ;

$(c_{i,i+1}S_{i,i+1})_r = \sigma_{i,i+1}$ – радіаційна провідність від чарунки до сусідньої з номером $i + 1$ та температурою T_{i+1} ; Q_i – тепловиділення чарунки з номером i .

Ці розрахунки дають можливість визначити усереднені температури чарунок та провести оптимізаційні процеси для їх мінімізації. Розглядаючи процеси оптимізації з точки зору підвищення імовірності безвідмовної роботи, то доцільним є визначення і порівняння показників надійності на кожному кроці оптимізаційного процесу.

Під час розрахунку надійності кожної чарунки слід врахувати, що вона знаходиться в блоці, а отже температура оточуючого середовища в параметрах чарунки буде відрізнятися від температури оточуючого середовища в параметрах блоку та фактично буде дорівнювати температурі внутрішнього повітря в корпусі, яка в свою чергу розраховується ПЗ автоматично.

Послідовність виконання теплових розрахунків блоку заключається в додаванні у блок існуючих чарунок, або нових чарунок з заданням відповідних параметрів. ПЗ для кожної чарунки окремо розраховує її показники, як теплові так і надійності. Для оцінки імовірності безвідмовної роботи всього блоку створюється взаємозв'язок між положенням чарунки в корпусі блоку, її температурою, середньою температурою ЕЕС та їх показниками надійності.

Після додавання у блок всіх чарунок ПЗ визначає температури нагрітих зон, які їм відповідають та які, у свою чергу, залежать як від параметрів блоку, так і від розташування чарунок. Отже, можливо порівняти наскільки відрізняються середні температури нагрітих зон від середніх температур ЕЕС кожної чарунки. Компенсувати дану відмінність можливо зміною температури оточуючого середовища чарунки, оскільки вона враховується в температурах кожного ЕЕС.

$$T_{\text{ос.ч}} = T_{\text{ср}} - T_{\text{еес0}},$$

де $T_{\text{ос.ч}}$ – температура оточуючого середовища чарунки для заданого розташування чарунок у корпусі блоку; $T_{\text{ср}}$ – середня температура нагрітої зони чарунки; $T_{\text{еес0}}$ – середня температура ЕЕС без врахування складової оточуючого середовища в рівнянні температур.

В результаті розрахунку $T_{\text{ос.ч}}$ для кожної чарунки перераховуються показники надійності. Також після виконання оптимізаційних процесів розташування чарунок та температури нагрітих зон у блоці можуть змінюватись, тому автоматично виконується перерахунок їх надійності. На рис. 1 наведено приклад результатів розрахунку надійності для блоку з п'яти чарунок, кожній точці відповідає значення середньої температури чарунок в корпусі блоку для одного з набору варіантів розташування. Імовірність безвідмовної роботи для всього блоку визначається за припущенням, що відмова кожної чарунки, а також кожного з ЕЕС призводить до відмови всього РЕА (резервування відсутнє). Максимальна кількість варіантів роз-

ташування чарунок у блоці склала $5! = 120$ варіантів (точок на рисунку). Для даного прикладу варіант з мінімальною середньою температурою чарунок співпадає з варіантом з найвищою імовірністю безвідмовної роботи. Лінія тренду проведена за результатами розрахунків.

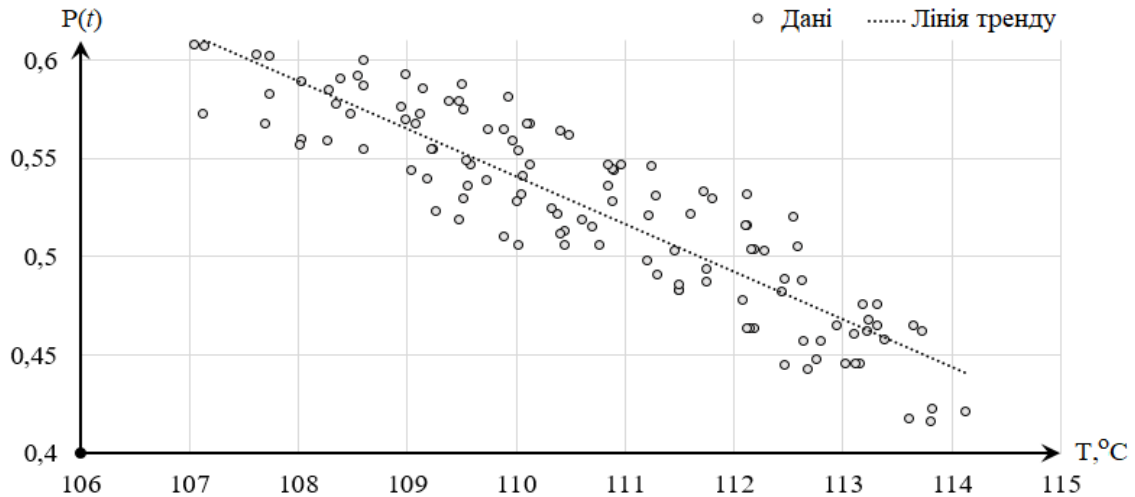


Рисунок 1. Залежність імовірності безвідмовної роботи від $T_{\text{ср}}$ чарунок

Результати оптимізації значним чином залежать від вхідних даних, типів ЕЕС та їх стійкості до температур. Збільшення імовірності безвідмовної роботи для прикладу блоку (рис. 1) склало 44,4 %. Також програма одразу відображає показники надійності кожного з ЕЕС встановлених у чарунках, що в свою чергу дає змогу виявити елементи, які працюють в найгірших режимах.

Перелік посилань

1. Уваров Б. М. Проектування радіоелектронного апарату з оптимальними показниками надійності / Б. М. Уваров, А. В. Нікітчук // Вісник НТУУ "КПІ". — 2018. — № 75. — С. 48—53.
2. Уваров Б. М. Оптимізація теплових режимів та надійності конструкцій радіоелектронних засобів з імовірнісними характеристиками / Б. М. Уваров, Ю. Ф. Зінковський. — К. : Корнійчук, 2011. — 201 с.

Анотація

Описана система рівнянь, яка використана в розробленому ПЗ для визначення температур нагрітих зон чарунок. Розглянуто основні етапи розрахунків теплових потоків та визначення усереднених температур чарунок в процесі оптимізації їх показників надійності. Наведено результати оптимізації блоку зі щільною компоновкою.

Ключові слова: теплообмін, надійність, РЕА.

Abstract

The system of equations, used in developed software to determine the temperatures of heated zones is described. The main stages of heat fluxes calculations and determination of cells average temperatures in the process of their reliability optimization are considered. The results of optimization for the block with a dense layout example are presented.

Keywords: heat transfer, reliability, REA.

АНАЛІЗ ПЕРСПЕКТИВНИХ СИГНАЛЬНИХ КОНСТРУКЦІЙ ДЛЯ ФОРМУВАННЯ КАНАЛЬНИХ СИГНАЛІВ

*Політанський Р. Л.¹, доцент, професор; Верига А. Д.¹, доцент;
Вістак М.В.², професор, професор*

*¹ Чернівецький національний університет ім. Юрія Федьковича,
Чернівці, Україна*

*² Львівський національний медичний університет ім. Данила Галицького,
Львів, Україна*

Постановка задачі. На теперішній стадії розвитку мобільних технологій найбільш актуальною задачею є перехід від стандарту LTE до 5G[1]. Одним із напрямків досліджень який знову став актуальним є пошук нових сигналів що переносять модульовані коливання в межах однієї соти. Це обумовлено тим, що різниця у вимогах до кількості підключених пристроїв між двома сусідніми стандартами LTE та 5G, призводить до того що значно змінюються властивості трафіку. Зростання вимог до кількості пристроїв які можуть одночасно передавати інформацію в межах однієї соти, спричинює значне зростання проблеми міжканальної інтерференції. Вирішення проблем міжсимвольної та міжканальної інтерференції вимагає розв'язування задачі захисту від завад що мають властивості нестационарних випадкових процесів. Основуючись на даних, що присвячені пошуку нових методів модуляції що можуть бути використані у стандартах 4G та 5G [2], можемо зробити висновок про те що є багато нових рішень які основані на використанні неортогональних сигналів. Таким чином задача пошуку складних сигналів із високою базою, яка є класичною у колі фахівців у галузі телекомунікацій, знову стає актуальною. Метою даної роботи є пошук складних сигналів із великою базою що володіють задовільними кореляційними та спектральними властивостями водночас та аналіз можливого способу модуляції цифрової інформації цими сигналами.

Аналіз сигналів генерованих на основі модифікованого ряду Вейерштрасса

Ми виконали первинний аналіз сигналів що побудовані з використанням модифікованої функції Вейерштрасса, оскільки на наш погляд він є найменш складним з точки зору технічної реалізації. Первинним аналізом будь-якої нової системи сигналів є дослідження спектральних та кореляційних характеристик сигналів з метою визначення їхньої бази.

Модифікована функція Вейерштрасса утворюється із класичної функції зменшенням амплітуди кожної складової [3]:

$$w(t) = \sum_{k=k_{min}}^{k_{max}} \left[1 - \frac{\sin\left(\frac{\lambda^k \tau}{2}\right)}{\frac{\lambda^k \tau}{2}} \right] \cdot \lambda^{(D-2)k} \cdot \sin(\lambda^k t + \varphi_k) \quad (1)$$

В такому сигналі відсутній наростаючий тренд енергії в області низьких частот та збільшена складність часових реалізацій. Фаза сигналу є найбільш очевидним кандидатом на величину, яка визначає значення закодованої цифрової інформації що представлена у дискретній формі. З метою проведення досліджень ми використовували значення фази виходячи із того що це є випадкова величина що розподілена за рівномірним законом. Виходячи із математичної моделі сигналу (2) потрібно згенерувати k значень фази, де $k_{min} \leq k \leq k_{max}$.

$$\varphi_k = \text{rand}(k_{max} - k_{min}, \text{"uniform"}) \quad (2)$$

Отримані часові залежності сигналів тривалістю $T=2000$ відліків, що побудовані із застосуванням моделі модифікованого ряду Вейерштрасса при значеннях параметрів: $D=0.9$, $\lambda=1.1$, $5 \leq k \leq 20$ та $D=0.9$, $\lambda=1.9$, $5 \leq k \leq 20$. Індекс Херста H , що вказаний на рисунку пов'язаний із коефіцієнтом D співвідношенням (3):

$$D = 2 - H, \quad (3)$$

Функції спектральної густини потужності досліджених сигналів були розраховані за формулою (4):

$$S(f) = |DFT(w(t))|^2 \quad (4)$$

де $S(f)$ – спектральна густина потужності сигналу, DFT – символічне позначення дискретного перетворення Фур'є сигналу.

Дослідження спектральної густини потужності дозволили виявити параметри сигналів, що виявляють найбільший вплив на спектр сигналу. Таким параметром є множник λ , були проведені дослідження сигналів при значеннях $\lambda \in [1.1; 1.9]$ із кроком 0.1. Збільшення показника Херста тільки підсилює цю залежність, його значення змінювалося із кроком 0.1 на множині $H \in [0.1; 0.9]$.

Іншою важливою характеристикою досліджених сигналів є їхні кореляційні властивості, які визначають міжсимвольну інтерференцію. Кореляційні функції що нормовані відносно їх найбільшого побудовані для сигналів тривалістю $T=2000$ відліків при значеннях параметрів: $D=0.9$, $\lambda=1.1$, $5 \leq k \leq 20$ та $D=0.9$, $\lambda=1.9$, $5 \leq k \leq 20$.

Аналіз кореляційних функцій дає можливість зробити висновок про те, що на корельованість сигналу також значно впливає параметр λ : при більших значеннях сигнал стає менш корельованим і тому більш стійким до міжсимвольної інтерференції що виникає при багатопроменевому поширенні сигналу.

Висновки. Проведені нами дослідження показали, що практично реалізовані фрактальні сигнали мають широку базу, хороші кореляційні властивості із швидко спадною кореляційною функцією та вузькими піками. Це дає можливість стверджувати, що такі сигнали можна легко виділити на рівні шуму із гаусовою статистикою.

Одними із найбільш перспективних сигналів з точки зору збільшення множини параметрів, що визначають потужність множини формованих сигналів, є фрактальні надширокосмугові сигнали які поєднують в собі переваги надширокосмугових і фрактальних сигналів. Такі сигнали можуть дати можливість самокорекції сигналу, а значить забезпечити передавання інформації практично при будь-якому рівні шуму.

З надлишковістю фрактальних надширокосмугових сигналів пов'язана підвищена завадостійкість, хоча результати розрахунків цього не показали. Також вони дозволяють долати труднощі пов'язані з проблемою багатопроменевого розповсюдження. З їх допомогою є також можливість організації прихованої передачі даних. Такі сигнали вимагають розроблення принципово нових методів генерації, випромінювання, приймання та оброблення. При проходженні таких сигналів сильно виражені дисперсійні спотворення в апаратурі та каналі розповсюдження.

Перелік посилань

1. Chih-Lin I. Seven fundamental rethinking for next-generation wireless communications / I. Chih-Lin // APSIPA Transactions on Signal and Information Processing. – 2016. – V.6. – E10.
2. Fa-Long L. Signal processing for 5G. Algorithms and implementations. / L. Fa-Long, C. Zhang, John Wiley & Sons Ltd., 2016. – 577 p.
3. M.V. Kapranov. Additive Fractal Signals for Secure Communications / M.V. Kapranov, A.V. Handuri // Electromagnetic Waves and Electronic Systems – 2011. – № 2. – p. 62-84.

Анотація

Зроблений огляд алгоритмів генерування складних сигнальних конструкцій. На основі проведеного аналізу показано, що неортогональні сигнали є потенційно придатними для боротьби із міжсимвольною та міжканальною інтерференцією. Розглянуті можливі схеми застосування широкосмугових сигналів із метою кодування та декодування даних представлених у цифровій формі.

Ключові слова: мобільні технології, сигнальні конструкції, потужність, сигнал.

Abstract

An overview of algorithms for generating complex signal structures is made. Based on the analysis, we show that non-orthogonal signals are potentially suitable for combating intersymbol and inter-channel interference. Possible schemes of application of broadband signals for the purpose of coding and decoding of data in digital form are considered.

Keywords: mobile technologies, signal constructions, power, signal

**Секція 2. Радіотехнічні системи та мікрохвильова
техніка.**

*Мікрохвильова технологія, НВЧ та ТГц-електроніка,
антени, системи радіорозвідки, системи радіоелектрон-
ної боротьби, космічні радіосистеми.*

Керівник секції: Сергій Мартинюк

Секретар секції: Ларіон Роман

POST-IRIS WAVEGUIDE POLARIZER

*A. V. Bulashenko, Senior Lecturer; S.I. Piltyay, PhD, Associate Professor;
Ye.I. Kalinichenko, student*

Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, Ukraine

Recently, polarization signal processing has become widespread. It is used in satellite information and telecommunication information processing systems. One of the key elements of such systems are polarization conversion devices. The basic function of such devices is to transform the types of polarization. There are different designs of polarizers. The most common are polarizers in the form of ridged structures [1-2], polarizers with thin metal septum [3-4], polarizers based on irises in the waveguide [5-8] and polarizers based on waveguides with posts [9]. There are also designs of polarizers with irises in the form of thin slots [10]. But such constructions are complex. The most broadband and simple design is a waveguide polarizer based on irises.

The design of the waveguide polarizer is shown in Fig. 1. The design contains two irises of height h and thickness w , two posts of height h_p and diameter d , the distance between the iris and the post is l .

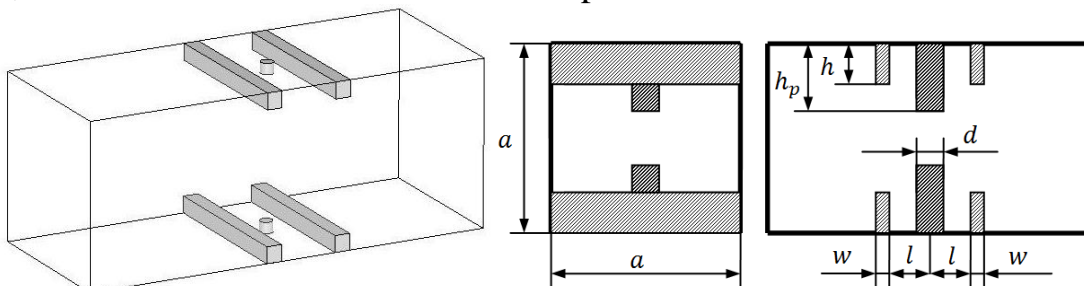


Figure 1. Polarizer design

The presented design provides the main polarization characteristics. Cylindrical post provides tuning and matching characteristics by changing the length of the post in the waveguide.

The matching characteristics of the polarizer are the differential phase shift and the voltage stand wave ratio (VSWR). The polarization characteristics of the polarizer are the axial ratio and the crosspolar discrimination (XPD).

Based on the theory of microwave circuits, we write the wave matrices of scattering and transmission of our model, breaking it into smaller circuits

$$[S_{\Sigma}] = \begin{bmatrix} S_{\Sigma 11} & S_{\Sigma 12} \\ S_{\Sigma 21} & S_{\Sigma 22} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{\Sigma 11}} \begin{bmatrix} T_{\Sigma 21} & |T| \\ 1 & -T_{\Sigma 12} \end{bmatrix},$$

$$[T_{\Sigma}] = [T_1] \cdot [T_2] \cdot [T_3] \cdot [T_4] \cdot [T_5] = \begin{bmatrix} T_{\Sigma 11} & T_{\Sigma 12} \\ T_{\Sigma 21} & T_{\Sigma 22} \end{bmatrix},$$

$$[T_1]=[T_5]=\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}; [T_2]=[T_4]=\begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix}; [T_3]=\frac{1}{2}\begin{bmatrix} 2+Y_p & -Y_p \\ -Y_p & 2-Y_p \end{bmatrix},$$

where Y_p is the conductivity of the post, θ is electric line length.

Differential phase shift is determined by the expression

$$\Delta\varphi = \varphi_{\Sigma 21.L} - \varphi_{\Sigma 21.C}.$$

VSWR is determined by the formula

$$VSWR = [1 + |S_{11}|] / [1 - |S_{11}|].$$

The axial ratio is determined

$$r = 10 \lg \left(\frac{A^2 + B^2 + \sqrt{A^4 + B^4 + 2A^2B^2 \cos(\Delta\varphi)}}{A^2 + B^2 - \sqrt{A^4 + B^4 + 2A^2B^2 \cos(\Delta\varphi)}} \right),$$

where $A = |S_{\Sigma 21.L}|$, $B = |S_{\Sigma 21.C}|$.

XPD is calculated by the formula

$$XPD = 20 \lg \left(\frac{10^{0.05r} + 1}{10^{0.05r} - 1} \right).$$

Fig. 2 shows the matching characteristics of the mathematical model, and Fig. 3 shows the polarization characteristics of this model.

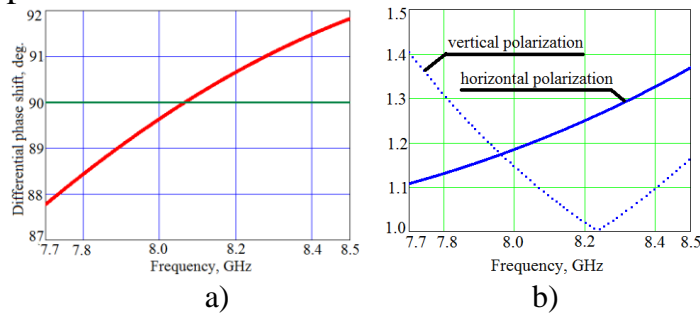


Figure 2. Matching characteristics of the mathematical model

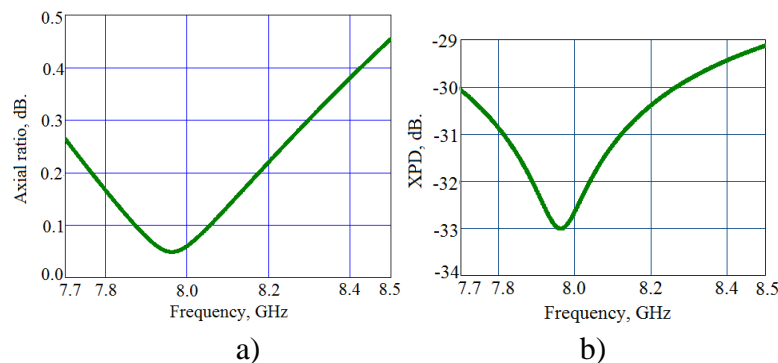


Figure 3. Polarization characteristics of the mathematical model

Fig. 2 a demonstrates that the maximum deviation of the differential phase shift from 90° is 2.2° . Fig. 4 b shows that the maximum value of VSWR for both polarizations is 1.41. Fig. 3 a contains the dependence of the axial ratio on the

frequency, and Fig. 3 b contains the dependence of the XPD on the frequency. From Fig. 3 we see that at a frequency of 8.5 GHz the axial ratio acquires its maximum value of 0.45 dB. Also at this frequency, the XPD acquires a maximum value of 29 dB.

Fig. 4 shows the matching characteristics of the polarizer. Fig. 4 a contains the dependence of the differential phase shift on the frequency, and Fig. 4 b contains the dependence of VSWR on the frequency in the operating frequency range from 7.7 GHz to 8.5 GHz of the test prototype.

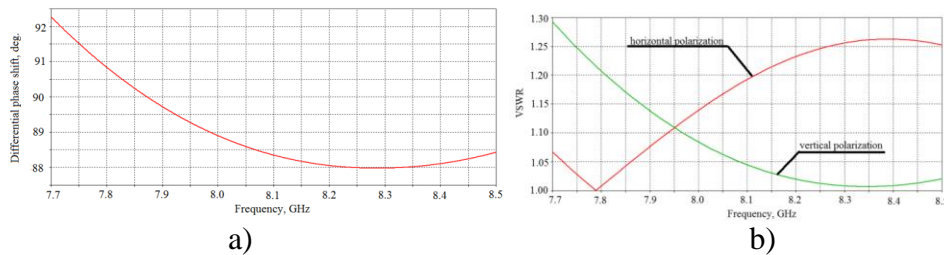


Figure 4. Matching characteristics of the prototype

Fig. 4a demonstrates that the maximum deviation of the differential phase shift from 90° is 2.2° . Fig. 4 b shows that the maximum value of VSWR for both polarizations is 1.29.

Fig. 5 shows the polarization characteristics of the device in the operating frequency range from 7.7 GHz to 8.5 GHz. Fig. 5 a contains the dependence of the axial ratio on the frequency, and Fig. 5 b contains the dependence of the XPD on the frequency. The figure shows that at a frequency of 8.45 GHz, the axial ratio acquires its maximum value of 0.4 dB. Also at this frequency, the XPD acquires a maximum value of 29 dB.

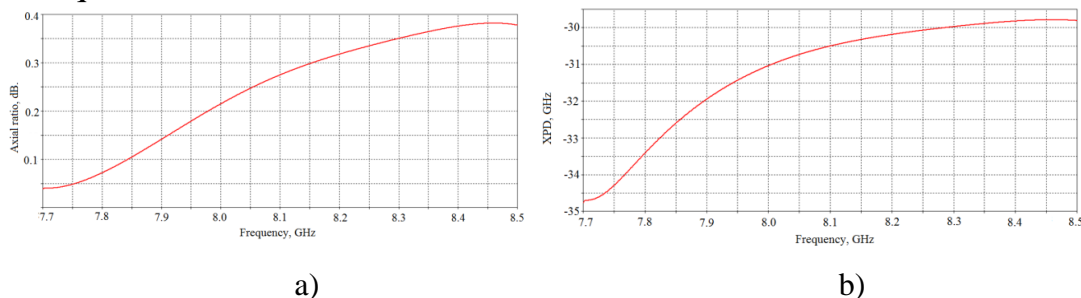


Figure 5. Polarization characteristics of the prototype

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

Table 1. Optimal characteristics of the polarizer

| <i>a</i> , mm | <i>w</i> , mm | <i>l</i> , mm | <i>h</i> , mm | <i>hp</i> , mm | <i>d</i> , mm |
|---------------|---------------|---------------|---------------|----------------|---------------|
| 28.9 | 3.1 | 5.3 | 2.60 | 2.65 | 2.4 |

As you can see, the matching and polarization characteristics of the mathematical model and prototype simulated in CST Microwave Studio coincide with the corresponding accuracy.

Thus, the developed device has the following matching and polarization characteristics. The range of change of the differential phase shift is $90^\circ \pm 2.2^\circ$.

The polarizer provides VSWR less than 1.29. Axial ratio is less than 0.4 dB. XPD is higher than 29 dB.

References

1. Tribak A. Ultra broadband low axial ratio corrugated quad-ridger polarizer / A. Tribak, A. Mediavilla, J.L. Cano, M. Boussouis, K. Cepero. // *European Microwave Conferences*, Rome, Italy. – October 2009. – pp. 284–287. DOI: <http://doi.org/10.23919/EUMC.2009.5295927>.
2. Piltyay S.I. High performance extended C-band 3.4-4.8 GHz dual circular polarization feed system / S.I. Piltyay. // *XI International Conference on Antenna Theory and Techniques*, Kyiv, Ukraine. – 2017. – pp. 284–287. DOI: <http://doi.org/10.1109/ICATT.2017.7972644>.
3. 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>.
4. Dubrovka F. Compact X-band stepped-thickness septum polarizer / F. Dubrovka, S. Piltyay, O. Sushko, et al. // *IEEE 12th Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques*. Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 135–138
5. Piltyay S.I. Waveguide iris polarizers for Ku-band satellite antenna feeds / S.I. Piltyay, A.V. Bulashenko, I.V. Demchenko // *Journal of Nano- and Electronic Physics*. – 2020. – Vol. 12, no. 5. – pp. 05024-1-5. DOI: [http://doi.org/10.21272/jnep.12\(5\).05024](http://doi.org/10.21272/jnep.12(5).05024).
6. Piltyay S.I. Compact polarizers for satellite information systems / S.I. Piltyay, A.V. Bulashenko, I.V. Demchenko // *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*, Kharkiv, Ukraine. – 2020. – pp. 317-322.
7. Bulashenko. Analytical technique for iris polarizers development / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, I.V. Demchenko // *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology*, Kharkiv, Ukraine. – 2020. – pp. 471-476.
8. Булашенко А.В. Широкопосмугові поляризатори для супутникових інформаційних систем / А.В. Булашенко, С.І. Пільтяй, О.В. Биковський // *Матеріали всеукраїнської науково-практичної інтернет-конференції «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи»*. – Вінниця: ВНТУ, 2020. – С. 365 – 368
9. Zhu Q.C. Reactance of posts in circular waveguide / Q.C. Zhu, A.G. Williamson, M.J. Neve // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2007. – Vol. 55, No. 8. – pp. 1685-1688. DOI: [10.1109/TMTT.2007.901605](http://doi.org/10.1109/TMTT.2007.901605).
10. Kirilenko A.A. A tunable compact polarizer in a circular waveguide / A.A. Kirilenko, S.O. Steshenko, et al. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2019. – Vol. 67, No. 2. – pp. 592-596. DOI: [10.1109/TMTT.2018.2881089](http://doi.org/10.1109/TMTT.2018.2881089)

Анотація

Представлені результати розробки регульованого поляризатора на основі квадратного хвилеводу із двома діафрагмами та штирями. Створений прилад працює в діапазоні від 7.7 ГГц до 8.5 ГГц.

Ключові слова: поляризатор, діафрагма, штир, хвилевод.

Abstract

The results of the development of an adjustable polarizer based on a square waveguide with two irises and posts are presented. The created device operates in the range from 7.7 GHz to 8.5 GHz.

Keywords: polarizer, iris, post, waveguide.

AN INTEGRAL EQUATION ANALYSIS OF THICK IRISES IN WAVEGUIDES OF A PHASED ARRAY ANTENNA

M. Gnatyuk¹; V. Morozov²; A. Malyshko¹; M. Chaiun¹;

¹ *Dnipro State Technical University, Kamianske, Ukraine*

² *Oles Honchar Dnipro National University, Dnipro, Ukraine*

One of the effective approaches for treating diffraction problems in waveguide structures is the mode-matching technique [1]. It is a convenient method for threading structures that can be divided on two or more separate regions. The integral equation method is also widely used for solving diffraction problems in waveguides due to its well-known advantages [2]. Electromagnetic field can be represented as integral equation by using Green's functions. In this case integral equation shows interconnection between sources of field and radiated or scattered field. The Schwartz alternating method and the overlapping partial domain method combine advantages of considered methods [3, 4]. These methods consist of dividing a whole field definition domain into simple overlapping partial domains, whose Green's functions are known. Through the use of Green's functions the initial problem is reduced to a Fredholm integral equation of second kind that is solved by iteration method. According to overlapping partial domain method the resulting integral equations are solved with the Galerkin's method. In present paper the method of overlapping partial domains is used for solving electromagnetic wave diffraction problem for irises placed in apertures of an infinite waveguide PAA.

Consider the unit cell of an infinite phased antenna array constituted by rectangular waveguides, whose apertures have matching irises (Fig. 1).

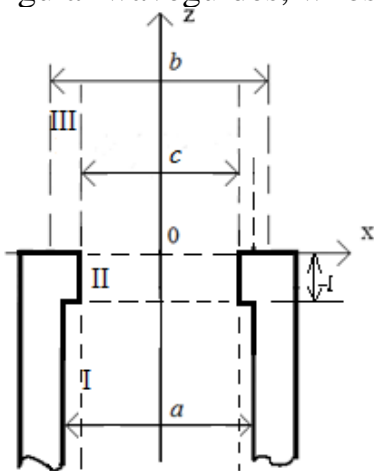


Figure 1. Irises in a single cell of PAA

Since the field in radiation region has periodic character one can take into account a unit PAA cell located at the origin. The PAA waveguides are excited by incident wave of type H_{10} . As shown in [2], if beam scanning is performed in the H -plane and waveguide walls which are normal to electrical field vector have infinitesimal thickness, only an E_y -component of electrical field has to be found satisfying two-dimensional Helmholtz equation. Next, we divide the whole field definition domain of the selected PAA cell into three overlapping partial domains. Domain I: $-a/2 \leq x \leq a/2$, $-\infty \leq z \leq -l$. Domain II: $-c/2 \leq x \leq c/2$, $-l \leq z \leq 0$. Domain III: $-b/2 \leq x \leq b/2$, $0 \leq z \leq$

∞ . The H_{10} wave is excited in domain I at $z \rightarrow -\infty$. Suppose that the Green's

functions of domains I, II and III are known. Then, we can set up a system of integral equations of fields for each domain using the Green's second identity:

$$\left\{ \begin{aligned} \vec{E}_I(\vec{r}) &= E_{inc}(x, z) - \int_{-\frac{c}{2}}^{\frac{c}{2}} E_{II}(x', -l) \cdot \frac{\partial G^I(x, z; x', -l)}{\partial \vec{n}'} dx'; \\ \vec{E}_{II}(\vec{r}) &= \int_{-\infty}^{-l} E_I\left(-\frac{c}{2}, z'\right) \cdot \frac{\partial G^{II}\left(x, z; -\frac{c}{2}, z'\right)}{\partial \vec{n}'} dz' - \\ &\quad - \int_{-\infty}^{-l} E_I\left(\frac{c}{2}, z'\right) \cdot \frac{\partial G^{II}\left(x, z; \frac{c}{2}, z'\right)}{\partial \vec{n}'} dz' + \\ &\quad + \int_0^{\infty} E_I\left(-\frac{c}{2}, z'\right) \cdot \frac{\partial G^{II}\left(x, z; -\frac{c}{2}, z'\right)}{\partial \vec{n}'} dz' - \int_0^{\infty} E_I\left(\frac{c}{2}, z'\right) \cdot \frac{\partial G^{II}\left(x, z; \frac{c}{2}, z'\right)}{\partial \vec{n}'} dz'; \\ \vec{E}_{III}(\vec{r}) &= \int_{-\frac{c}{2}}^{\frac{c}{2}} E_{II}(x', 0) \cdot \frac{\partial G^{III}(x, z; x', 0)}{\partial \vec{n}'} dx'. \end{aligned} \right. \quad (1)$$

Here: x, z are coordinates of the observation point, x', z' are coordinates of the source point, G_I, G_{II}, G_{III} are the Green's functions of domain I, II and III, \vec{n}' denotes an outward unit normal vector to a partial domain boundary surface, a prime symbol denotes that differentiation is performed at source points.

In order to obtain a solution for system (1) we use the following approach [3, 4]. We represent unknown functions for each domain as a series of orthogonal eigenfunctions with unknown expansion coefficients, which have physical meanings of transmission and reflection coefficients:

$$\begin{aligned} E_I(x, z) &= E_{inc}(x, z) + \sum_{q=1}^{\infty} R_q^I \phi_q^I(x) \exp(j\gamma_q^I(z-l)); \\ E_{II}(x, z) &= \sum_{p=1}^{\infty} T_p^{II} \phi_p^{II}(x) \exp(-j\gamma_p^{II}(z-l)) + \sum_{p=1}^{\infty} R_p^{II} \phi_p^{II}(x) \exp(j\gamma_p^{II}z); \\ E_{III}(x, z) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} T_m^{III} \psi_m(x) \exp(-j\Gamma_m z). \end{aligned} \quad (2)$$

We substitute these representations into system (1) and fix coordinates of source and observation points. Then using a property of eigenfunctions orthogonality the system (1) is reduced to a system of linear equations for unknown expansion coefficients. The obtained system can be solved using direct or iterative method after limiting the number of unknowns to a finite value. The modulus of

reflection coefficient of an incident H_{10} wave is determined by value of the R_1^l coefficient.

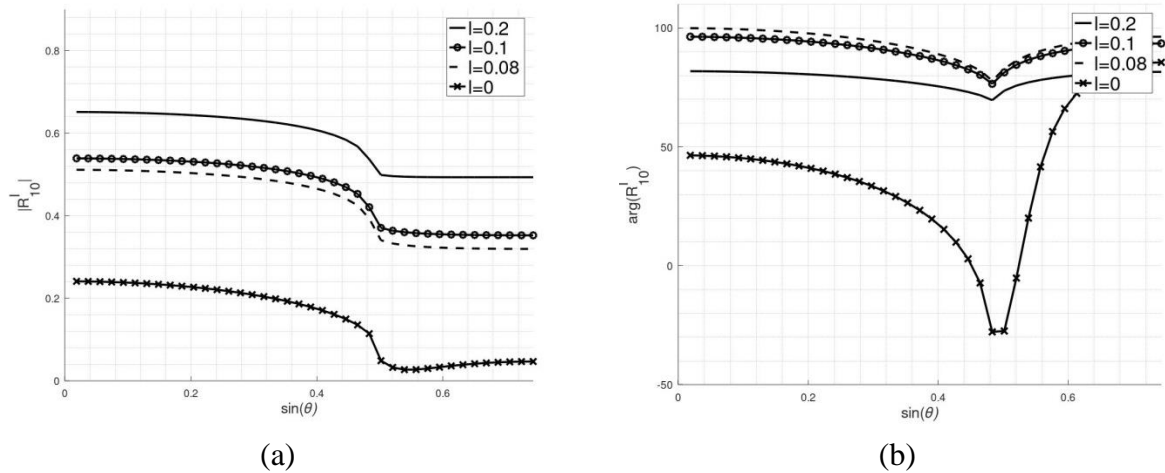


Figure 2. The dependence of the reflection factor modulus (a) and phase (b) on the on the steering phase shift for PAA with $b/\lambda=0.5714$, $a/b=0.937$.

Fig. 2 depicts obtained dependence of the reflection coefficient magnitude (a) and phase (b) on the value of steering phase shift $\sin(\theta)$ for PAA with waveguide dimensions $b/\lambda=0.6724$, $a/b=0.937$, $c=0.8a$ for different values of l .

References

1. Patzelt H. Double-plane step in rectangular waveguides and their application for transformers irises and filters / H. Patzelt, F. Arndt // IEEE Trans Microwave Theory Tech., vol. MTT-30, no. 5, May 1982 pp. 771—776.
2. Amitay, N. Theory and analysis of phased array antennas / N. Amitay, V. Galindo, C. Wu // — New York: Wiley-Interscience, 1972. — 462 p.
3. Gnatyuk M. A., Morozov V. M. An integral equation technique for the analysis of phased array antenna with matching step discontinuities / M. A. Gnatyuk, V. M. Morozov // Journal of Physics and Electronics. — Dnipro, — Vol. 26(2). — 2018. — pp. 101–106.
4. Гнатюк М. А. Дифракция электромагнитной волны на каскадном соединении прямоугольных волноводов / М. А. Гнатюк, В. М. Морозов, С. В. Марченко // “Радиотехника”. — Харьков, — Украина, —2019. Вып.196. — С. 130-137.

Анотація

Показано застосування методу інтегральних рівнянь часткових областей, що перетинаються для розв’язання задачі дифракції електромагнітної хвилі на нескінченній фазованій антенній решітці, хвилеводи якої мають діафрагми кінцевої товщини. Отримано значення коефіцієнта відбиття для різних розмірів діафрагм.

Ключові слова: метод Шварца, функція Гріна, інтегральні рівняння.

Abstract

In this paper the integral equation method for overlapping partial domains has been applied to solving the electromagnetic wave diffraction problem on a phased array antenna, which waveguides have irises of a finite thickness. The dependences of the reflection coefficient magnitude and phase on the value of steering phase shift for different iris dimensions are obtained.

Keywords: Schwarz alternating method, Green`s function, integral equations.

MICROWAVE WAVEGUIDE POLARIZER WITH 3 POSTS

*S.I. Piltyay, PhD, Associate Professor; A.V. Bulashenko, Senior Lecturer;
H.S. Kushnir, student*

Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, Ukraine

Today, one of the key elements of antenna systems engaged in polarization signal processing are polarization devices. These devices are used to convert the types of polarization. The following designs of polarizers in the form of waveguide structures with posts [1], irises [2-4], ridged structures [5], polarizers with thin metal septum [6-7] are known. The designs of polarizing devices in the form of slots [8] are complex in design. Phase shifters also had such constructions [9]. The simplest from the design point of view and adjustable is a polarizer based on a waveguide with posts.

The design of the waveguide polarizer is shown in Fig. 1. The structure contains two posts of height h_1 and diameter d , one post of height h_2 and diameter d , the distance between the posts is l . Moreover, the height of the central post h_2 is greater than the height of the other posts h_1 .

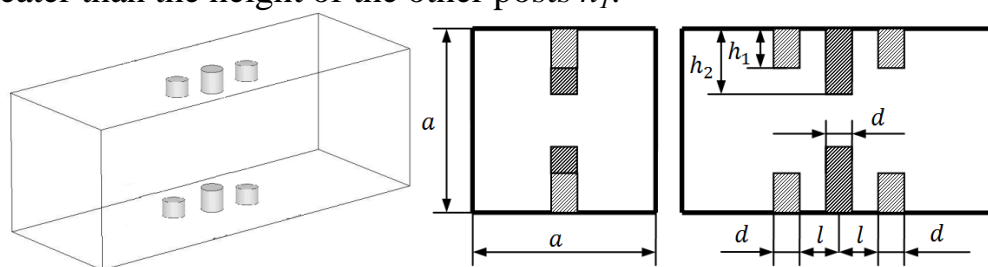


Figure. 1. Polarizer design based on a waveguide with three posts

The presence of a cylindrical post allows you to adjust the characteristics of the device by changing the length of the post.

The characteristics of the polarizer are as follows: phase, matching and polarization. Phase and matching are the differential phase shift and the voltage stand wave ratio (VSWR). The polarizing characteristics of a polarizer are the axial ratio and the crosspolar discrimination (XPD).

We form general wave matrices on the basis of the theory of microwave, having broken the circuit of the polarizer into smaller circuits

$$[S_{\Sigma}] = \begin{bmatrix} S_{\Sigma 11} & S_{\Sigma 12} \\ S_{\Sigma 21} & S_{\Sigma 22} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{\Sigma 11}} \begin{bmatrix} T_{\Sigma 21} & |T| \\ 1 & -T_{\Sigma 12} \end{bmatrix},$$

$$[T_{\Sigma}] = [T_1] \cdot [T_2] \cdot [T_3] \cdot [T_4] \cdot [T_5] = \begin{bmatrix} T_{\Sigma 11} & T_{\Sigma 12} \\ T_{\Sigma 21} & T_{\Sigma 22} \end{bmatrix}, [T_2] = [T_4] = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix},$$

$$[T_1] = [T_5] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 + Y_{p1} & -Y_{p1} \\ -Y_{p1} & 2 - Y_{p1} \end{bmatrix}, [T_3] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 + Y_{p2} & -Y_{p2} \\ -Y_{p2} & 2 - Y_{p2} \end{bmatrix},$$

where Y_p is the conductivity of the post, θ is electric line length.

Differential phase shift is determined by the expression

$$\Delta\varphi = \varphi_{\Sigma 21.L} - \beta l.$$

VSWR is determined by the formula

$$VSWR = [1 + |S_{11}|] / [1 - |S_{11}|].$$

The axial ratio is determined

$$r = 10 \lg \left(\frac{A^2 + B^2 + \sqrt{A^4 + B^4 + 2A^2B^2 \cos(\Delta\varphi)}}{A^2 + B^2 - \sqrt{A^4 + B^4 + 2A^2B^2 \cos(\Delta\varphi)}} \right),$$

where $A = 1$, $B = |S_{21}|$.

XPD is calculated by the formula

$$XPD = 20 \lg \left[(10^{0.05r} + 1) / (10^{0.05r} - 1) \right].$$

Fig. 2 shows the matching characteristics of the mathematical model, and Fig. 3 shows the polarization characteristics of this model.

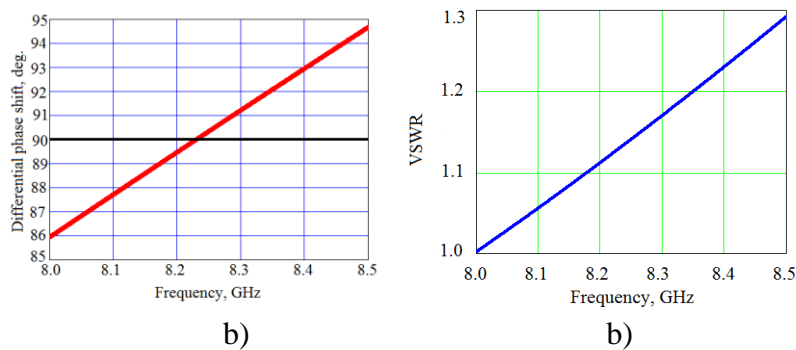


Figure 2. Matching characteristics of the mathematical model

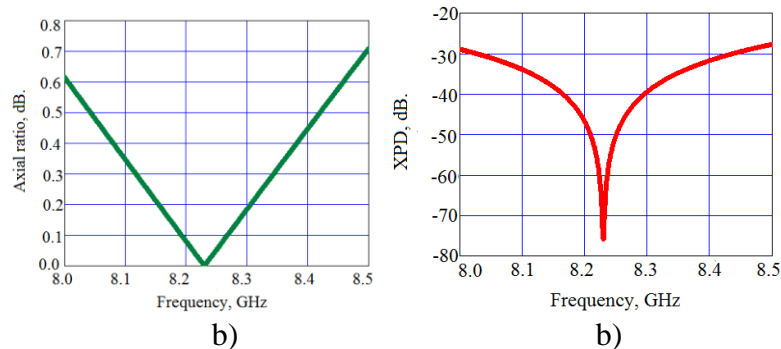


Figure 3. Polarization characteristics of the mathematical model

Fig. 2a demonstrates that the maximum deviation of the differential phase shift from 90° is 4.5° . Fig. 2 b shows that the maximum value of VSWR is 1.28. Fig. 3 a contains the dependence of the axial ratio on the frequency, and Fig. 3 b contains the dependence of the XPD on the frequency. From fig. 3 we see that at a frequency of 8.5 GHz the axial ratio acquires its maximum value of 0.71 dB. Also at this frequency, the XPD acquires a maximum value of 29 dB.

Fig. 4 shows the matching characteristics of the polarizer. Fig. 4 a contains the dependence of the differential phase shift on the frequency, and Fig. 4 b contains the dependence of VSWR on the frequency in the operating frequency range from 8.0 GHz to 8.5 GHz of the studied prototype.

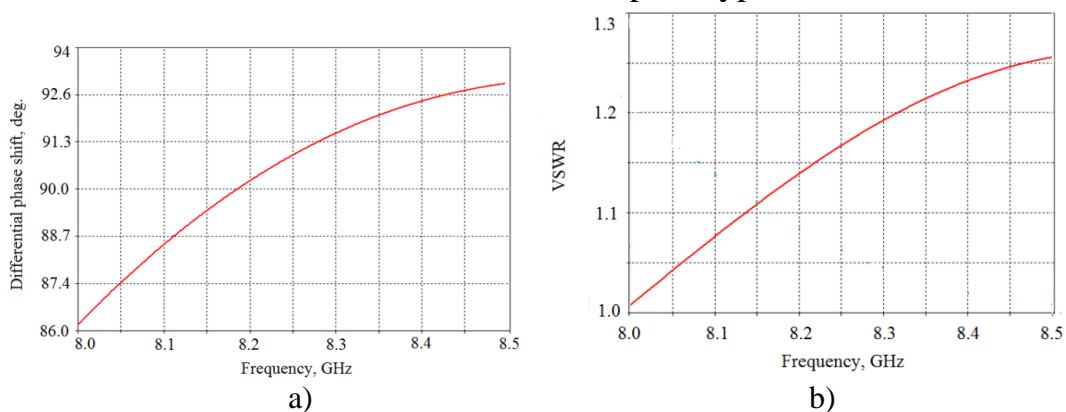


Figure 4. Matching characteristics of the prototype

Fig. 4a demonstrates that the maximum deviation of the differential phase shift from 90° is 4.2° . Fig. 4 b shows that the maximum value of VSWR is 1.26.

Fig. 5 shows the polarization characteristics of the device in the operating frequency range from 8.0 GHz to 8.5 GHz. Fig. 5 a contains the dependence of the axial ratio on the frequency, and Fig. 5 b contains the dependence of the XPD on the frequency. The figure shows that at a frequency of 8.0 GHz, the axial ratio acquires its maximum value of 0.55 dB. Also at this frequency, the XPD acquires a maximum value of 31 dB.

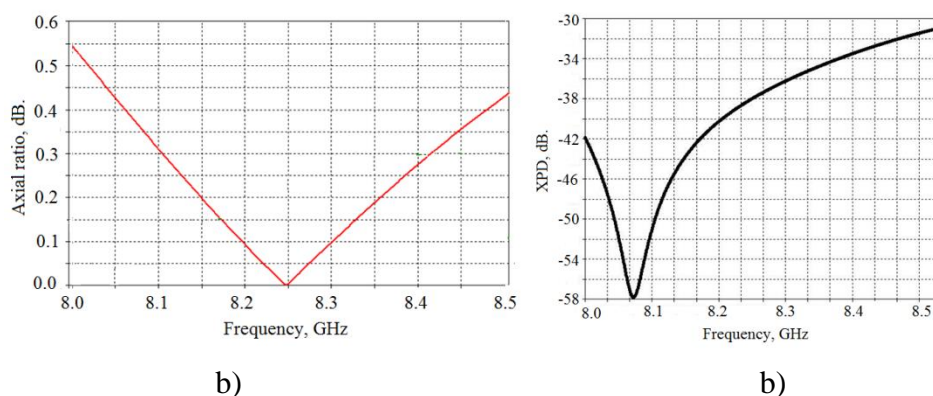


Figure 5. Polarization characteristics of the prototype

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

Table 1. Optimal characteristics of the polarizer

| <i>a</i> , mm | <i>l</i> , mm | <i>h</i> ₁ , mm | <i>h</i> ₂ , mm | <i>d</i> , mm |
|---------------|---------------|----------------------------|----------------------------|---------------|
| 30.0 | 2.92 | 2.0 | 4.28 | 2.0 |

As you can see, the matching and polarization characteristics of the mathematical model and prototype simulated in CST Microwave Studio coincide with the corresponding accuracy.

Thus, the developed waveguide polarizer with three posts has the following characteristics. The range of change of the differential phase shift is $90^\circ \pm 4.2^\circ$. The polarizer provides VSWR less than 1.26. Axial ratio is less than 0.55 dB. XPD is higher than 31 dB.

References

1. Zhu Q.C. Reactance of posts in circular waveguide / Q.C. Zhu, A.G. Williamson, M.J. Neve // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2007. – Vol. 55, No. 8. – pp. 1685-1688. DOI: [10.1109/TMTT.2007.901605](https://doi.org/10.1109/TMTT.2007.901605).
2. Piltyay S.I. Waveguide iris polarizers for Ku-band satellite antenna feeds / S.I. Piltyay, A.V. Bulashenko, I.V. Demchenko // *Journal of Nano- and Electronic Physics*. – 2020. – Vol. 12, no. 5. – pp. 05024-1-5. DOI: [http://doi.org/10.21272/jnep.12\(5\).05024](http://doi.org/10.21272/jnep.12(5).05024).
3. Bulashenko. Analytical technique for iris polarizers development / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, I.V. Demchenko // *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology*, Kharkiv, Ukraine. – 2020. – pp. 471-476.
4. Piltyay S.I. Compact polarizers for satellite information systems / S.I. Piltyay, A.V. Bulashenko, I.V. Demchenko // *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology*, Kharkiv, Ukraine. – 2020. – pp. 317-322.
5. Tribak A. Ultra broadband low axial ratio corrugated quad-ridger polarizer / A. Tribak, A. Mediavilla, et al. // *European Microwave Conferences*, Rome, Italy. – October 2009. – pp. 284–287. DOI: <http://doi.org/10.23919/EUMC.2009.5295927>.
6. 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>.
7. Dubrovka F. Compact X-band stepped-thickness septum polarizer / F. Dubrovka, S. Piltyay, O. Sushko, et al. // *IEEE 12th Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques*. Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 135–138.
8. Kirilenko A.A. A tunable compact polarizer in a circular waveguide / A.A. Kirilenko, S.O. Steshenko, et al. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2019. – Vol. 67, No. 2. – pp. 592-596. DOI: [10.1109/TMTT.2018.2881089](https://doi.org/10.1109/TMTT.2018.2881089).
9. Пільтяй С.І. Напівеліптичний широкосмуговий фазозсувач / С.І. Пільтяй, А.В. Булашенко, І.О. Мосьондз // *Матеріали всеукраїнської науково-практичної інтернет-конференції «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи»*. — Вінниця: ВНТУ, 18-29 травня 2020. – С. 365 – 368.

Анотація

Представлені результати розробки регульованого поляризатора на основі квадратного хвилеводу із трьома штирями. Розроблений поляризатор працює в діапазоні від 8.0 ГГц до 8.5 ГГц.

Ключові слова: поляризатор, діафрагма, штир, хвилевод.

Abstract

The results of the development of a tunable polarizer based on a square waveguide with three posts are presented. The developed polarizer operates in the range from 8.0 GHz to 8.5 GHz.

Keywords: polarizer, iris, post, waveguide.

НАЛАГОДЖЕННЯ ТА ПРОВЕДЕННЯ ВИПРОБУВАНЬ СКЛАДНИХ АНТЕННИХ СИСТЕМ

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

Основними недоліками, що перешкоджають широкому застосуванню в радіолокації сучасних складних антенних систем – цифрових та активних фазованих антенних решіток (ЦАР, АФАР), що забезпечують підвищення надійності, швидкості, точності вимірювань координат і визначення параметрів траєкторних переміщень об'єктів, є їх висока вартість, збільшення обсягу і трудомісткості робіт, що проводяться з кожним зразком виробів, що обумовлено ускладненням конструкції, зростанням числа приймально-передавальних модулів (ППМ) та взаємним впливом випромінювачів, що залежить від робочої частоти та кута сканування [1]. Незважаючи на велику кількість публікацій, в яких розглядаються питання проведення випробувань [2-4], відсутній єдиний підхід до методології контролю технічного стану (КТС) і настройки як АФАР, так і ЦАР, які неможливо підключити до стандартної вимірювальної апаратури, а також пропозиції щодо скорочення часу настройки і проведення приймально-здавальних випробувань. У літературі в основному оцінюється вплив підвищення швидкодії вимірювальної апаратури і не ураховуються особливості АФАР та ЦАР [5].

Саме тому при проведенні КТС та налаштуванні конкретних типів виробів потрібен істотний перегляд складу вимірювального обладнання, методів і методик визначення параметрів, а також відповідна адаптація використовуюваного програмного забезпечення і методик виконання вимірювань та обліку результатів для урахування їх функціональних і конструктивних особливостей. Потрібно забезпечити можливість автоматичної конфігурації апаратури під управлінням ПЕОМ, виключивши ручне переключення СВЧ кабелів і вузлів при зміні структури випробувань (підвищується швидкість, гнучкість, повторюваність параметрів трактів, точність вимірювань АФР, виключаються помилки персоналу).

При проведенні налаштування амплітудно-фазового розподілу (АФР) на апертурі АФАР необхідно визначити фазові і амплітудні поправки, які залежать від частоти і нормуючи коефіцієнти для вбудованої системи контролю, що істотно збільшує час та обсяг проведення випробувань. Кількість можливих реалізацій діаграм спрямованості (ДС) залежить від числа каналів, виду променів (вузький, широкий, столовидний, косеканс і т.д.), кількості положень променів в просторі, числа робочих частот, режимів роботи, адаптації до власного технічного стану та заводої обстановці. Прив'язка координат випромінювачів до системи координат сканера здійс-

нюється за рахунок введення в конструкцію виробів реперів, координати яких жорстко пов'язані з координатами випромінювачів на апертурі, що дає можливість точно прив'язувати координати випромінювачів закритих обтічником для перерахунку вимірюючого АФР на апертуру та розрахунку поправок.

Комплекси випробувань що проводились з кожним зразком АФАР істотно ускладнювались. При проведенні КТС в режимах ПЕРЕДАЧА та ПРИЙОМ враховували наступне: високий рівень випромінюваної потужності в режимі ПЕРЕДАЧА, особливості структур ППМ та АФАР в цілому, використання інтегральної електроніки для побудови пристрою керування променем та визначення параметрів сумарних, різницевих, фонових та компенсаційних каналів. Для скорочення часу вимірювання АФР для груп каналів, положень променів в просторі і різних робочих частот проводились в одному циклі вимірювань методом зміщених матриць.

В режимі ПЕРЕДАЧА ППМ АФАР можуть працювати тільки в імпульсному режимі, як правило, з нерегульованим максимальним рівнем випромінюваної потужності, можлива тривалість і щільність випромінюваних імпульсів визначаються структурою ППМ, технічними характеристиками пристрою управління променем (ПУП) та протоколами обміну даними ППМ і ПУП.

Для налаштування на АФР визначались індивідуальні фазові і амплітудні поправки, що залежать від міста розташування випромінюючих елементів, частоти і кута сканування, типа ДС, а також нормуючи коефіцієнти для вбудованої системи контролю та калібрування.

У зв'язку з істотною залежністю АФР АФАР від температури для зменшення загального часу тестування і підвищення реальної точності отриманих результатів треба проводити вимірювання АФР при номінальному режимі роботи АФАР (передача / прийом, все ППМ включені, робочі тривалості випромінюваних імпульсів, щільність і т.д.), в одному циклі вимірювань, а не проведення вимірювання АФР тільки в режимах ПЕРЕДАЧА або ПРИЙОМ.

При проведенні КТС отримана максимально повна оцінка технічного стану каналів ППМ, розраховувались реальні параметри атенюаторів і фазообертачів (ФО); виявлялись відмови і технологічні дефекти в АФАР і оцінювався взаємний вплив випромінюючих елементів; визначались величини загасання і фазового зсуву, що вносяться кожним ФО всіх ППМ при включенні кожної і-ї комбінації дискретів ФО, оцінювався технічний стан атенюаторів ППМ і визначались величини загасання і фазового зсуву, що вносяться при включенні кожного та усіх комбінацій дискретів атенюаторів, математичне очікування і дисперсію в режимі ПРИЙОМ [6].

Використовуючи реальні вдані вимірювань в режимах ПЕРЕДАЧА і ПРИЙОМ, за допомогою математичного моделювання можна провести пе-

рвинну настройку АФАР, оцінити необхідний обсяг репрезентативної кількості ДС, розрахованих за виміряним АФР та результатами КТС, для проведення прийнятно-здавальних випробувань і забезпечити необхідну статистичну достовірність отриманих результатів.

Висновки. Були розроблені методики для оцінки параметрів АФАР за результатами КТС та математичного моделювання, що дозволили скоротити час і обсяг проведення випробувань.

Запропонована технологія дає можливість оперативної перевірки запропонованих модернізацій АФР, оптимізує процес налаштування та іспитів за якістю і часом і відкриває шляхи вдосконалення АФАР як на етапі експериментального відпрацювання дослідних зразків, так і при серійному виробництві.

Перелік посилань

1. Гузь В. И. Оптимизация процесса определения параметров и настройки АФАР / В. И. Гузь; В. П. Липатов; В. И. Марков; А. П. Волошин; Д. А. Остапенко // 6-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», МРФ-2017. Конференция «РАДИОЛОКАЦИЯ. СПУТНИКОВАЯ НАВИГАЦИЯ. РАДИОМОНИТОРИНГ». Сборник научных трудов. – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, Издательство «Точка», 2017.— С.61-64.

2. Theory and Practice of Modern Antenna Range Measurements / Parini C., Gregson S., McCormick J., van Rensburg D. The Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom 2015. — pp. 784.

3. Гузь В. И. Технология проведения контроля технического состояния, настройки и калибровки АФАР / В. И. Гузь; В. И. Марков; А. А. Зайцев; А. Б. Филоненко // Радиоэлектроника. — 2012.— Т. 55, № 1. — С. 41—47.

4. Грибанов А. Н. Метод измерения динамических диаграмм направленности пассивных и активных фазированных антенных решеток / А. Н. Грибанов, С. Е. Гаврилова, А. Е. Дорофеев, Г. Ф. Мосейчук, О. С. Алексеев // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». — № 4, 2016. — С. 32—40

5. Reducing Measurement Times and Improving Economic Competitiveness in Antenna and RCS Applications. — Application Note, Keysight, 2014.

6. Гузь В. И. Встроенная система калибровки и контроля технического состояния АФАР / В. И. Гузь; В. И. Марков; А. П. Волошин; Д. А. Остапенко // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» РТПСАС-2018.— С 141—143

Анотація

Розглянуті питання технології налаштування складних антенних систем з урахуванням технічних особливостей виробів пов'язаних з їх апаратною 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 service conditions, are considered.

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

ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ СИСТЕМИ АВТОМАТИЗАЦІЇ І УПРАВЛІННЯ БУДИНКАМИ KNX

*Кубай В.С., магістрант; Зіньковський Ю. Ф., д.т.н., проф.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна*

Основною метою дослідження є визначення умов електромагнітної сумісності (ЕМС) між радіоелектронними засобами і кабельними лініями системи автоматизації та управління будинками KNX (відкритий стандарт комерційної та побутової автоматизації будівель) та побутовими пристроями, для їх належного сумісного функціонування

Джерела електромагнітних завад. Основними джерелами електромагнітних завад є пристрої-джерела електромагнітних індустриальних та побутових радіозавад, в першу чергу інформаційні та силові лінії.

Електромагнітні індустриальні радіозавади передбачено створюються електричними чи електронними пристроями в діапазоні радіочастот (3 кГц – 3 ГГц). Пристрої-джерела індустриальних радіозавад у відповідності до їх функцій відносно електричної енергії можуть бути розподілені на чотири класи: генератори, споживачі (приймачі), перетворювачі та каналізатори енергії.

Випромінювані індустриальні завади створюють «середній фон» просторових завад. При практичній оцінці середньої потужності «загального фону» індустриальних завад можна використовувати дані Міжнародного консультативного комітету радіо [1].

Сенсори, що використовуються в системі автоматизації житлового будинку (класифікатор 003)

Сенсори (давачі) - сенсорні настінні панелі і вимикачі; давачі фізичних величин — температури, вологості і т. д. ; давачі руху, таймери та інші. Вони відповідають за фіксування тих чи інших зовнішніх подій, процесів, настання яких викликає певну реакцію системи. Після настання такої події (натискання кнопки, перевищення порогового значення температури, імпульсна електромагнітна завада і т. п.) сенсор посилає в мережу керуючу команду відповідному виконавчому пристрою. В залежності від стану інформаційного середовища передачі даних ці пристрої відрізняються своїми параметрами та працюють на різних частотах. Основними середовищами передачі даних в об'єкті дослідження (будинку) є передача електромагнітного сигналу по крученій парі, силовій мережі, IP-мережі та по радіоканалу.

Вплив завад на рецептори системи. Сучасні пристрої автоматизації мають тенденцію до ускладнення. Завадове середовище погіршується внаслідок технічно недосконалого функціонування апаратури, яке супрово-

джується непередбаченими електромагнітними випромінюваннями, збільшенням фону індустриальних радіозавод у навколишньому середовищі. Одночасно кількість, складність і чутливість радіозасобів, що знаходяться в постійній експлуатації, неухильно підвищується. Це, в першу чергу, відноситься до рецепторів системи автоматизації. Завади знижують показники надійності та якості РЕЗ, викликають загальне погіршення вхідного сигналу (поготів вихідного сигналу). Виникає необхідність кількісно оцінювати, як впливають завади на апаратуру, якими методами можна зменшити, нейтралізувати чи взагалі позбавитись від їх завадної дії.

Ефективність і точність моделей полів випромінювачів завод при екрануванні. Розв'язок рівнянь електродинаміки в основних інтегральних чи диференціальних формах, чи в перетворених формах, наприклад, у вигляді хвильових рівнянь дають досить складні математичні моделі полів, з точки зору інженерних застосувань, і у зв'язку з цим потребують врахування конкретних параметрів реальної моделі паразитних полів. Тому доцільно за критеріями ефективності і точності дослідити моделі різного виду і наближення до реальних їх значень, які приймаються при екрануванні, і установити обмеження на їх використання особливо в критичних режимах, де спрощення можуть призвести до ідеалізованих за критеріями практики результатів розрахунків: сильно завищеним чисельним значенням цільових показників (коефіцієнтів) екранування чи, наприклад, малим розрахунковим товщинам екранів та ін. При електромагнітному екрануванні вирішуються задачі знаходження параметрів полів при допущеннях про задалегідь відомих основних властивостях властивостях об'єктів, до яких належать чи можуть бути віднесені реальні джерела завод, що екрануються [2].

Екранування лінії. Так як, одними з середовищ передачі даних в системі автоматизації KNX є передача інформації по інформаційній та силовій електричній лінії, то потрібно забезпечити саме електромагнітну захищеність цих ліній [3].

Найбільш ефективним засобом захисту кабельних ліній від електромагнітних завод є їх екранування. Для захисту від зовнішніх завод сердечника кабелю застосовуються магнітні чи немагнітні екрани. Вони, як правило, мають суцільну циліндричну конструкцію і вироблені зі свинцю, алюмінію чи сталі.

Екран локалізує дію електромагнітних полів, створених джерелами завод, і захищає лінії і канали зв'язку від взаємних впливів і сторонніх завод. У реальних умовах екранування перешкоджає впливу як магнітних, так і електричних полів. Дія екрана визначається ефективністю екранування, що представляє собою відношення напруженості електромагнітного поля в якій-небудь точці простору при наявності екрана (E_s, H_s) до напруженості поля в тій же точці без екрана (E, H) – $S = E_s/E = H_s/H$.

Ефективність екранування S змінюється від 1 до 0, характеризуючи в останньому випадку найвищий екрануючий ефект. Відповідно до цього ефективність екрана можна виразити через згасання екранування.

Екрануючий ефект визначається сумарною дією згасання поглинанням (A_n) і згасання відбиттям (A_e) електромагнітного поля. Екранування поглинання обумовлене тепловими втратами на вихрові струми в металевому екрані. Чим вище частота і більше товщина екрана, тим більше ефект екранування. Екранування відбиття зв'язане з невідповідністю хвильових характеристик металу Z_M , з якого виготовлений екран, і ізоляції Z_D , що оточує екран. Чим більше відрізняються між собою хвильові характеристики діелектрики і металу, тим сильніше ефект екранування за рахунок відбиття.

Ефективність екранування кабельної оболонки щодо електричних і магнітних полів можна визначити за формулою:

$$S = S_{II} \cdot S_M = \frac{1}{ch\sqrt{jk\Delta}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \left[\frac{Z_D}{Z_M} + \frac{Z_M}{Z_D} \right] th\sqrt{jk\Delta}} \quad (1)$$

де $k = \sqrt{j\omega\mu\sigma}$ — хвильовий вектор; Δ — товщина екрана; Z_D — хвильовий опір діелектрика-повітря, що оточує екран; $Z_M = \sqrt{j\omega\mu/\sigma}$ — хвильовий опір металу екрану. Хвильовий опір діелектрика для циліндричного екрану, який реалізується у кабельних лініях, в квазістаціонарному режимі $Z_D = j\omega r\mu/\sqrt{2}$
 r — радіус коаксіалу;

Коефіцієнт екранування $B^{nep} = \ln \left| \frac{1}{S} \right|$ в неперах, або $B^{dB} = 20 \lg \left| \frac{1}{S} \right|$ в децибелах. Якщо $S = S^n \cdot S^e$, то $B = \ln \left| \frac{1}{S^n \cdot S^e} \right| = B^n + B^e$, $B^n = \ln \left| \frac{1}{S^n} \right|$, $B^e = \ln \left| \frac{1}{S^e} \right|$.

В досліджуваному будинку встановлено обладнання для автоматизації та управління фірми Zenpio, а саме: давачі присутності типу Presentia C, сенсорні панелі з вбудованими давачами температури типу Z41Pro, а також обладнання, що розміщено в щиті для керування освітленням типу DIMinBOX DX4 та керуванням кліматом і жалюзі MAXinBOX 16. Всі вище перераховані пристрої підключені на одну лінію шинним інформаційним кабелем типу КПП-ВП та передають інформацію на частоті 106 кГц [4].

Розрахунок заводових полів від коаксіальних та інформаційних кабелів типу КПП-ВП проводився з урахуванням механізмів екранування поглинанням та відбиття при частоті заводового поля 106 кГц і довжині інформаційного кабелю 100 м, який має циліндричний алюмінієвий екран товщиною 0,1 мм. Коефіцієнт екранування сягнув величини 43 дБ, з яких 16 дБ (37% від 43 дБ) забезпечує механізм відбиття, 27 дБ були реалізовані

механізмом поглинання.

Розрахунок заводових полів від силових кабелів типу ВВГнгд проводився з урахуванням механізмів екранування поглинанням та відбиття при промисловій частоті заводового поля 50 Гц і довжині силового кабелю 100 м, який має циліндричний алюмінієвий екран товщиною 0,15 мм. Коефіцієнт екранування сягнув величини 28 дБ, з яких 12 дБ (42% від 28 дБ) забезпечує механізм відбиття, 16 дБ були реалізовані механізмом поглинання.

Отримані результати згасання сигналів від інформаційного кабелю в повній мірі подавляють заваду. Що стосується силового кабелю, то дослідження вказують на недостатній рівень подавлення заводового сигналу. У зв'язку з чим рекомендовано використання іншого силового кабелю товщиною екрану не менше 0,25 мм з необхідним рівнем подавлення не менше 30-35 дБ, що повністю забезпечує ЕМС досліджуваного будинку.

Перелік посилань

1. Міжнародний консультативний комітет щодо радіо — itu.int [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <https://www.itu.int/ITU-R/>
2. Зінковський Ю.Ф. Електромагнітна, інформаційна захищеність та сумісність електронних апаратів: Навчальний посібник для студентів вищих технічних закладів./ Зінковський Ю.Ф., Клименко В.Г.– Житомир: ЖІТІ, 1999. — 376 с.
3. KNX — knx.org [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <https://www.knx.org>
4. Zennio — zennio.com [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <https://www.zennio.com>

Анотація

Доповідь присвячена результатам дослідження електромагнітної сумісності між пристроями системи автоматизації управління будинками системи KNX (відкритий стандарт комерційної та побутової автоматизації будівель).

Наведений математичний апарат для визначення умов електромагнітної сумісності між радіоелектронними засобами. Розраховані результати рівню екранування інформаційного КПП-ВП та силового ВВГнгд кабельних ліній в системі будинків 003

Ключові слова: система автоматизації та управління KNX, електромагнітна сумісність, екранування.

Abstract

The results of study the electromagnetic compatibility between devices of automation systems for building management systems KNX (open standard for commercial and domestic automation of construction) are presented.

The mathematical apparatus for determining the conditions of electromagnetic compatibility between electronic means is presented. The results of the shielding level of the information “КПП-ВП” and power “ВВГнгд” cable lines in the system of buildings 003 are calculated.

Keywords: KNX automation and control system, electromagnetic compatibility, shielding.

ЛІНЗА РОТМАНА КУ-ДІАПАЗОНУ ІЗ 4-МА ВИХІДНИМИ ПОРТАМИ

Мельник Т. Й., студент, Сушко О. Ю., PhD

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,

Радіотехнічний факультет, Київ, Україна

В даній статті розглядається лінза Ротмана, яка встановлюється для живлення антенної системи для формування багатопробевої діаграми спрямованості без необхідності фазообертачів. Лінза дозволяє радіолокаційним системам одночасно отримувати інформацію про цілі у декількох напрямках без фізичної зміни місця розташування антенної системи, тому її часто застосовують в радіолокаційних системах. Такі лінзи мають втрати в близько 1 дБ в залежності від діапазону частот.

Лінза Ротмана використовується для у багатопробевих системах завдяки своїй простоті та ефективності. Вартість лінзи в основному визначається вартістю діелектричної підкладки, що також визначає втрати внесені лінзою. Основні переваги таких лінз – це їх легкість виготовлення, низька вартість, мала вага і широкосмуговість.

У статті [1] більшу частину роботи було виконано для спрощення рівнянь проектування, пов'язаних з вхідними та вихідними портами лінзи. Також розглянуто різні типи дизайну лінзи, такі як дизайн Ротмана та Тернера, Шелтона, Гансена.

В іншій роботі [2] було розроблено хвилевідну структуру лінзи, яка приймає сигнал з одного напрямку і автоматично його передає назад в тому ж напрямку без руху лінзи.

На рис. 1 спроектована лінза Ротмана із чотирма входами та виходами, що зображені відповідно ліворуч і праворуч лінзи.

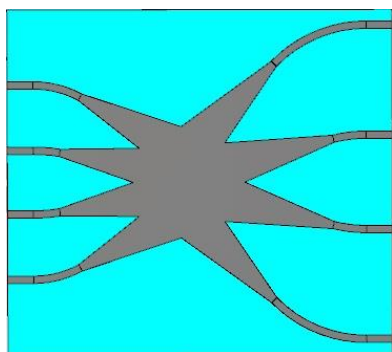


Рис 1. Лінза Ротмана

Лінза спроектована в програмному середовищі Antena Magus для Ku діапазону. В якості початкових умов для проектування використовується діелектрична підкладка товщиною 0.5 мм із відносною діелектричною проникністю 4.3. Розміри підкладки становлять 51x46 мм. Відстань між елементами решітки (вихідними портами) було вибрано 10 мм. Вхідний опір портів вибрано рівним 50 Ом.

На рис. 2 зображено параметри узгодження вхідних портів в робочому діапазоні частот від 10.7 до 12.7 ГГц. Отримано задовільне узгодження всіх вхідних портів лінзи (<-10 дБ), при чому

узгодження крайніх портів (1 та 4) суттєво краще ніж центральних портів (2 та 3).

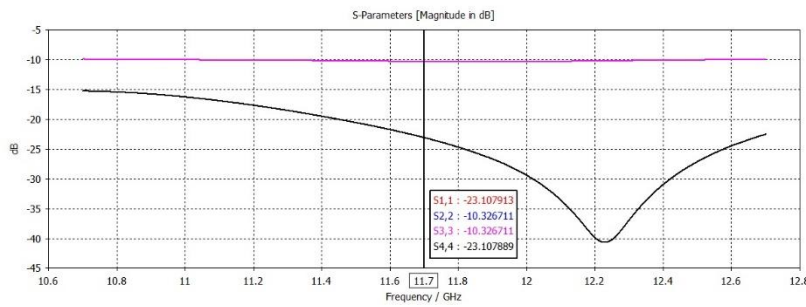


Рис 2. Узгодження вхідних портів лінзи Ротмана

алізовано розгортання фаз (Unwrap Phase). Неоднорідність різниці фаз між сусідніми вихідними портами суттєва по діапазону і потребує додаткової оптимізації.

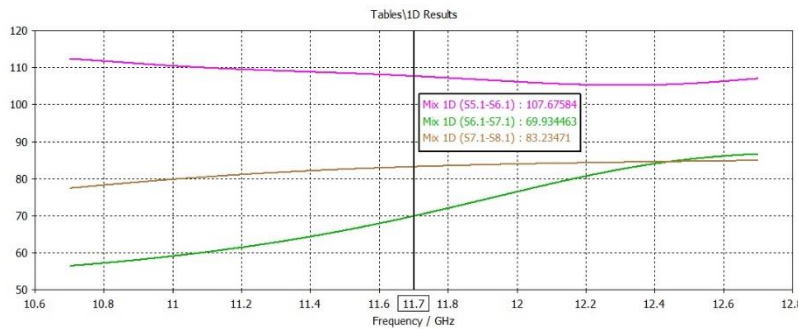


Рис 3. Різниця фаз між вихідними портами при живленні з першого порту (рожевий– різниця фаз між 1-м і 2-м портами; коричневий– різниця фаз між 2-м і 3-м портами; зелений– різниця фаз між 3-м і 4-м портами)

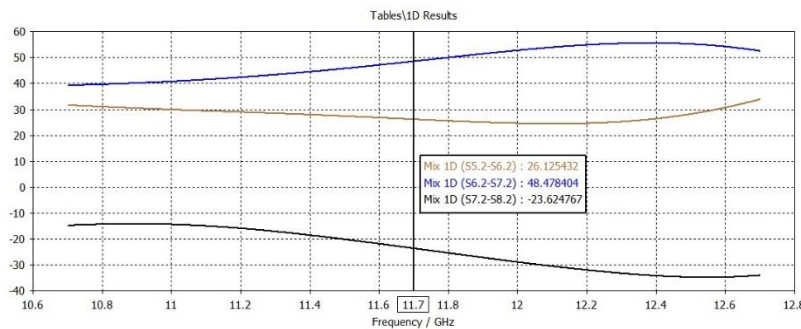


Рис 4. Різниця фаз з другого порту на вихідні (синій– різниця фаз між 1-м і 2-м портами; коричневий– різниця фаз між 2-м і 3-м портами; чорний– різниця фаз між 3-м і 4-м портами) становить $-23 \dots +23$ градуси.

На рис. 3 та рис. 4 показано різницю фаз між сусідніми вихідними портами при подачі живлення із різних вхідних портів. За допомогою програмного середовища CST Microwave Studio ре-

Різниці фаз між вихідними портами при живленні з 3-го та 4-го вхідних портів дзеркальні до розподілу фаз при живленні із 2-го та 1-го портів відповідно. Поведінка діаграми спрямованості вихідної антенної решітки протестована на решітці із 4-х дипольних елементів, розміщених над екраном.

Із рис. 5 видно, що при живленні із різних вхідних портів відбувається відповідне систематичне відхилення діаграми спрямованості решітки. Для заданої лінзи Ротмана отриманий кут сканування

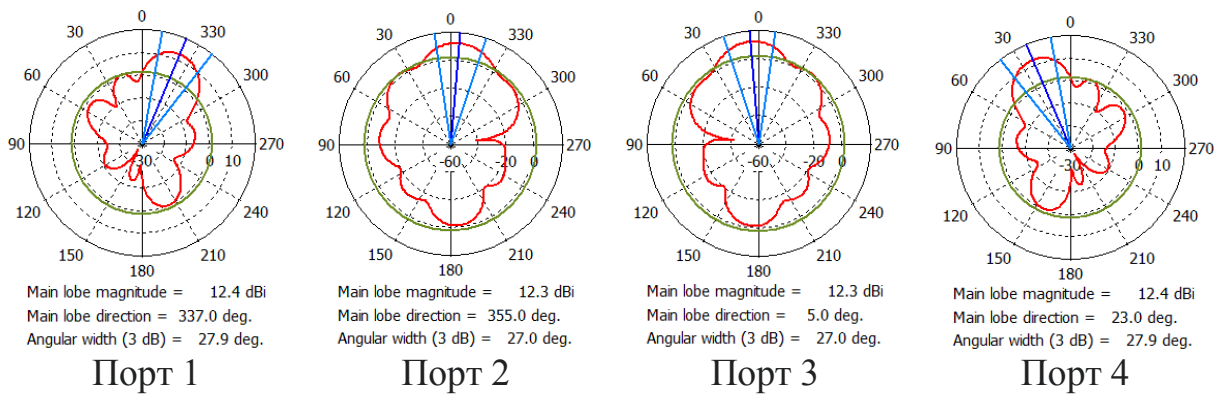


Рис 5. Діаграми спрямованості на центральній частоті 11.7 ГГц при живленні із різних вхідних портів для антенної системи із 4-х дипольних антен

В даній роботі розраховано електродинамічні характеристики лінзи Ротмана для Ku-band діапазону. Узгодження лінзи досягнуто <-10 дБ в робочому діапазоні частот. Для отриманої геометрії лінзи Ротмана кут сканування для решітки із 4-х дипольних елементів на частоті 11.7 ГГц становить $-23...+23$ градуси. В подальшому буде проведена оптимізація фазових характеристик лінзи. Дану лінзу буде використано для живлення решітки із смужкових елементів.

Перелік посилань

1. Soni M. K. Singhal A Review on the Development of Rotman Lens Antenna / M. K. Soni, P. K. Singhal. — 2014. — p. 4 — 8.
2. Gleaves M. Rotman lens` electronic beam steering aims at 5G signals / M. Gleaves. — 2018. — p. 1 — 4.

Анотація

У даній статті досліджується лінза Ротмана розрахована для Ku-band діапазону. Розмір лінзи із портами становить 51x46 мм із відстанню між елементами решітки 10 мм та вхідним опором портів 50 Ом. Лінза забезпечує сканування ДС в діапазоні $-23...+23$ градуси на частоті 11.7 ГГц

Annotation

This paper investigates a Rothman lens designed for the Ku-band. The dimensions of the lens with ports are 51x46 mm with an interval between the output elements of 10 mm and input impedance of the ports of 50 Ohms. The designed lens achieves scanning of radiation pattern in the range $-23...+23$ degrees at 11.7 GHz

АНАЛІЗ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ LDPC-КОДІВ ШИРОКОСМУГОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ ТЕХНОЛОГІЇ 5G

Пятін І.С., к.т.н. доцент; Бойко Ю.М. д.т.н. професор
Хмельницький національний університет, Хмельницький, України

Коди LDPC визначаються за допомогою розріджених матриць перевірки на парність. Структуровані коди LDPC будуються на основі протографа або алгебраїчних методів [1]. Конструкція протографа полягає в тому, щоб скопіювати базовий граф (BG) Z разів, а потім з'єднати ці копії, переставляючи ребра окремих копій. Параметр Z називається коефіцієнтом розширення або розміром підйому.

Перевагами структурованих квазіциклічних кодів (QC-LDPC): простота реалізації декодера, низькі вимоги до пам'яті для зберігання перевірочних матриць і хороші показники корекції помилок. В даний час QC-LDPC коди широко використовуються в стандартах цифрового мовлення - DVB-S2/T2/C2, в стандартах систем зв'язку і комунікацій - WiMax, WLAN, тощо. Для бездротових систем зв'язку QC-LDPC коди перспективні, оскільки полегшують апаратну реалізацію перевірочних матриць і тим самим дозволяють легко регулювати довжину коду і швидкість кодування.

Коди QC-LDPC були прийняті в якості схеми каналного кодування для каналу даних 5G eMBB. LDPC коди визначаються їх перевірочними матрицями. Перевірочна матриця задається масивом циркулянтів (перестановочних матриць).

Матриця H перевірки на парність QC-LDPC коду складається з масиву циркулянтних матриць перестановок і нульових матриць однакового розміру, наприклад,

$$H = \begin{bmatrix} Q(p_{0,0}) & Q(p_{0,1}) & \dots & Q(p_{0,n_b-1}) \\ Q(p_{1,0}) & Q(p_{1,1}) & \dots & Q(p_{1,n_b-1}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q(p_{m_b-1,0}) & Q(p_{m_b-1,1}) & \dots & Q(p_{m_b-1,n_b-1}) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

Структура матриці H приведена на рис. 1. Матриця H має взаємно однозначне відображення з наступною матрицею:

$$P = \begin{bmatrix} P_{0,0} & P_{0,1} & \dots & P_{0,n_b-1} \\ P_{1,0} & P_{1,1} & \dots & P_{1,n_b-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{m_b-1,0} & P_{m_b-1,1} & \dots & P_{m_b-1,n_b-1} \end{bmatrix}$$

де P - експонентна матриця, кожен запис в P називається значенням зсуву. Для адаптації різної довжини інформації, для однієї експонентної матриці рекомендується декілька розмірів підйому.

Циркулянт є квадратною матрицею ($b \times b$), в якій кожний наступний рядок є циклічним зсувом вправо попереднього рядка. LDPC код визначається матрицею розміром $n \times m$ де n довжина коду і m число перевірочних бітів в коді [2]

Канальне кодування є однією з ключових технологій, і повинно підтримувати, більшу щільність користувачів, кращу взаємодію з користувачем, широкий діапазон кодів швидкостей, довжин кодів і форматів модуляції. 3GPP пропонує, щоб довжина коду eMBB знаходилась в межах від 100 до 8000 біт, а кодова швидкість - від 1/5 до 8/9. Залежність кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум для коду LDPC з різними видами модуляції, кодів швидкостями і транспортними блоками приведена на рис. 2, 3 та 4.

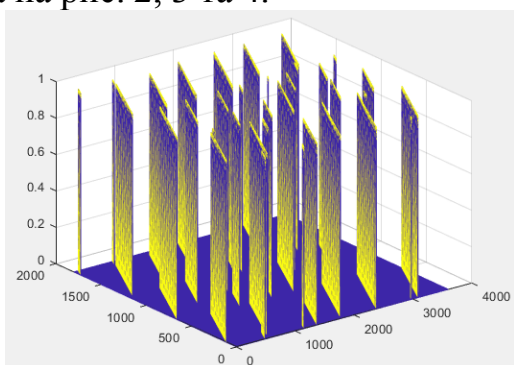


Рисунок 1. Структура матриці H перевірки на парність коду QC-LDPC

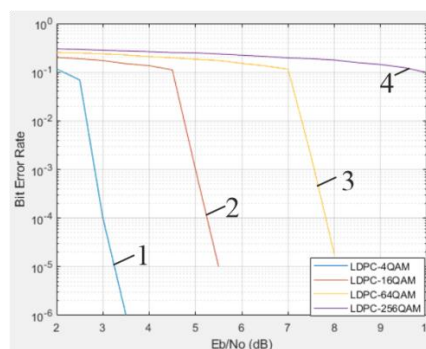


Рисунок 2. Графік завадостійкості для коду LDPC і модуляцією: 1 – 4QAM; 2 – 16QAM; 3 – 64QAM; 4 – 256QAM

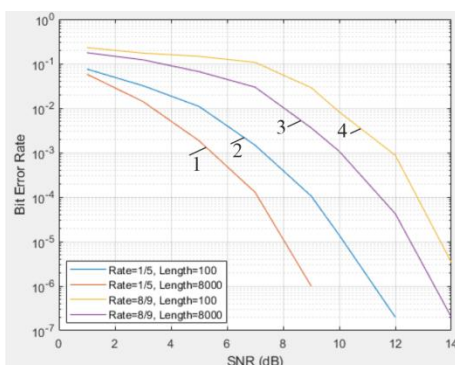


Рисунок 3. Графік завадостійкості для коду LDPC для різного значення кодової швидкості і довжини транспортного блоку: 1 – Rate=1/5, length=8000; 2 – Rate=1/5, length=100; 3 – Rate=8/9, length=8000; 4 – Rate=8/9, length=100

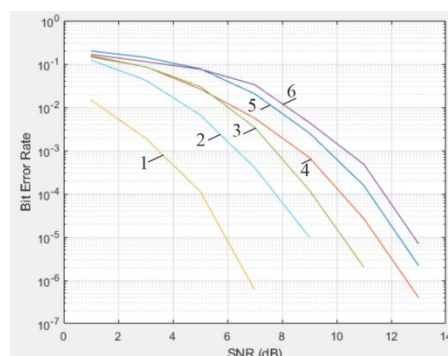


Рисунок 4. Графік завадостійкості для коду LDPC для різної довжини транспортного блоку: 1 – Rate=0,15, length=5000; 2 – Rate=0,4, length=9000; 3 – Rate=0,6, length=6000; 4 – Rate=0,5, length=1000; 5 – Rate=0,7, length=290; 6 – Rate=0,9, length=500

Зокрема, на рис. 3 приведені експериментальні залежності кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум для коду LDPC з максимально і мінімально підтримуваними значеннями кодової швидкості і довжини транспортного блоку.

На рис. 4 представлено залежність кількості бітових помилок від відношення сигнал-шум для коду LDPC з різними значеннями кодової швидкості і довжини транспортного блоку, що відповідають BG1 і BG2.

Результати дослідження дозволяють встановити, що найбільшу енергетичну ефективність мають коди великої довжини та низької швидкості. Найменшу енергетичну ефективність мають коди малої довжини та високої швидкості. Для кодової швидкості 1/5 перехід від найбільшої до найменшої довжини кодової послідовності знижує енергетичну ефективність на 2 дБ. Для кодової швидкості 8/9 перехід від найбільшої до найменшої довжини кодової послідовності знижує енергетичну ефективність на 1 дБ. BG2 забезпечують більш високу енергетичну ефективність, ніж BG1. BG1 забезпечує більш високу швидкість передачі інформації (велика довжина транспортного блоку і висока швидкість), що призводить до зменшення енергетичної ефективності.

Перелік посилань

1. Li H. Algebra-Assisted Construction of Quasi-Cyclic LDPC Codes for 5G New Radio / H. Li, B. Bai, X. Mu, J. Zhang, H. Xu // IEEE Access. – 2018. – Vol. 6. – P. 50229-50244.

2. Пятін І.С. Дослідження енергетичної ефективності каналного кодування даних користувача кодами LDPC для систем зв'язку 5G / І.С. Пятін, Ю.М. Бойко // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. - 2020. - №3. - С.170-181.

Анотація

Розглянуті особливості квазіциклічних кодів QC-LDPC, що використовуються для даних користувача транспортного каналу широкосмугового мобільного зв'язку 5G. Проаналізовані особливості побудови кодів, їх перевірок і експонентних матриць. Досліджена енергетична ефективність LDPC кодів при зміні кодової швидкості, довжини транспортного блоку. Дана характеристика принципів побудови кодів QC-LDPC з декількома розмірами підйому, що дозволяє регулювати довжину коду і швидкість кодування.

Ключові слова: коди LDPC, протограф, каналне кодування, модуляція

Abstract

The features of quasicyclic QC-LDPC codes used for user data of the 5G broadband transport channel are considered. Peculiarities of code construction, their verification and exponential matrices are analyzed. The energy efficiency of LDPC codes at change of code rate, length of the transport block is investigated. This characteristic of the principles of QC-LDPC code construction with several lifting sizes, which allows you to adjust the code length and encoding rate.

Keywords: LDPC codes, protograph, channel coding, modulation

АНАЛІЗ МЕТОДИК ТА МОДИФІКАЦІЯ ІСНУЮЧИХ ВИРАЗІВ ДЛЯ РОЗРАХУНКУ ОПОРУ ВТРАТ ДРОСЕЛІВ НА УЛЬТРАЗВУКОВИХ ЧАСТОТАХ

Середін А.П., аспірант, м.н.с.; Мовчанюк А.В., к.т.н., доцент
Національний технічний університет України
«КПІ ім. Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

Пристрої потужного ультразвуку широко застосовуються у сучасній промисловості для вирішення завдань зі зварювання матеріалів, очищення поверхонь, точної обробки надтвердих матеріалів і т.д. Тому одним із актуальних питань залишається збільшення ККД потужного ультразвукового обладнання [1].

Енергетичну ефективність роботи ультразвукового пристрою визначає ККД узгоджуючого фільтра, який використовується для узгодження вихідного опору ультразвукового генератора з вхідним опором п'єзовипромінювача та для фільтрації гармонік вихідної напруги. Основним елементом цих фільтрів є один чи декілька дроселів, що встановлюються між генератором і ультразвуковим перетворювачем, таким чином втрати в дроселі суттєво впливатимуть на енергетичну ефективність ультразвукової апаратури.

Розглянемо дві найбільш поширені аналітичні методики для розрахунку опору обмотки змінному струму, запропоновані *Dowell* [2] та *Ferreira* [3]. Обидві методики базуються на представленні обмотки у вигляді шарів тонкої фольги з кількістю шарів, рівним кількості шарів обмотки. Від фольги здійснюється перехід до прямокутних провідників, потім до круглих провідників еквівалентного перерізу.

За *Dowell* для оцінки опору провідника обмотки змінному струму було представлено аналітичний вираз (1).

$$K_f = \Delta \cdot \frac{\sinh(2 \cdot \Delta) + \sin(2 \cdot \Delta)}{\cosh(2 \cdot \Delta) - \cos(2 \cdot \Delta)} + \frac{2 \cdot \Delta}{3} \cdot (m^2 - 1)^2 \frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) + \cos(\Delta)}, \quad \Delta = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot \frac{d}{\delta} \quad (1)$$

де: K_f — коефіцієнт, що виражає величину втрат обмотки; m — кількість шарів обмотки; Δ — допоміжний коефіцієнт, що враховує відношення діаметра провідника без ізоляції d до товщини скін-шару δ .

Аналіз виразу показав, що не враховано вплив товщини ізоляції провідника чи примусового кроку намотування, окрім того, не враховується ефект близькості для одношарової обмотки, оскільки при $m=1$ права частина виразу стає рівною нулю.

Ferreira запропонував покращений вираз *Dowell*, врахувавши товщину ізоляції провідника введенням коефіцієнта η , що визначає відношення

зовнішнього діаметра дроту D до діаметра струмопровідної жили d , також при одношаровій обмотці враховано міжшаровий ефект близькості (2).

$$K_f = \frac{\Delta}{2} \cdot \frac{\sinh(\Delta) + \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) - \cos(\Delta)} + \frac{\Delta}{2} \cdot \eta^2 (2m-1)^2 \frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) + \cos(\Delta)}, \quad \eta = \frac{D}{d} \quad (2)$$

Аналіз виразів (1) та (2) показав, що в обох випадках не враховано вплив діаметра каркасу та його довжини. Варто додати, що методики не враховують спотворення шляхів протікання струму по перерізу провідника при скручуванні у кільце. Це пояснює, чому розраховані за вищеописаними методиками обмотки дроселів значно перегрівалися, що і поклало початок пошуку шляхів покращення цих методик.

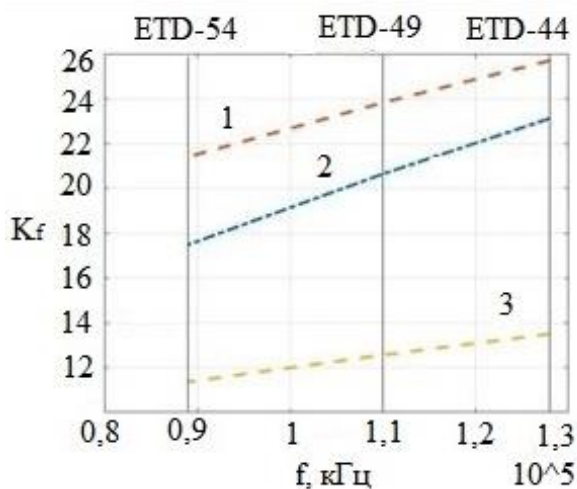


Рисунок 1. Значення величини K_f для двошарової обмотки з МГТФ: 1 — за *Dowell*; 2 — експериментальні дані; 3 — за *Ferreira*

Було проведено ряд експериментальних досліджень з вимірювання опору втрат 1–3-шарових обмоток для трьох типів провідників з різною товщиною ізоляції, виконаних на трьох поширених типорозмірах каркасів. Отримані результати були порівняні з розрахунковими. На рис.1 представлено результати порівняння на прикладі двошарової обмотки, виконаної провідником МГТФ. Із рисунку видно, що результати розрахунків за обома методиками значно розходяться з експериментальними.

Після аналізу методик здійснено модифікацію виразу *Ferreira* шляхом введення поправки на скін-ефект та кільцевий ефект. Поправки полягали у заміненні коефіцієнта Δ перед першою частиною виразу на Δ_{mod} , що покращило врахування скін-ефекту, а також домножено на 2 дану частину виразу, що включає у розрахунок поправку на кільцевий ефект (згідно з дослідженнями Фока [4]). Модифікований вираз представлено нижче (3).

$$K_f = \Delta_{mod} \cdot \frac{\sinh(\Delta_{mod}) + \sin(\Delta_{mod})}{\cosh(\Delta_{mod}) - \cos(\Delta_{mod})} + \frac{\Delta}{2} \cdot \eta^2 (2m-1)^2 \frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) + \cos(\Delta)} \quad \Delta_{mod} = \frac{\Delta}{\sqrt{\eta}} \quad (3)$$

В результаті обробки даних показано, що модифікований вираз значно краще апроксимує експериментальні дані, ніж вирази *Dowell* та *Ferreira* (рис.2). Для порівняння: для найбільш поширених типорозмірів осердь *ETD-44*, *ETD-49*, *ETD-54* розбіжність між експериментальними даними та виразом *Ferreira* до модифікації складала відповідно 42%, 37% та 38%.

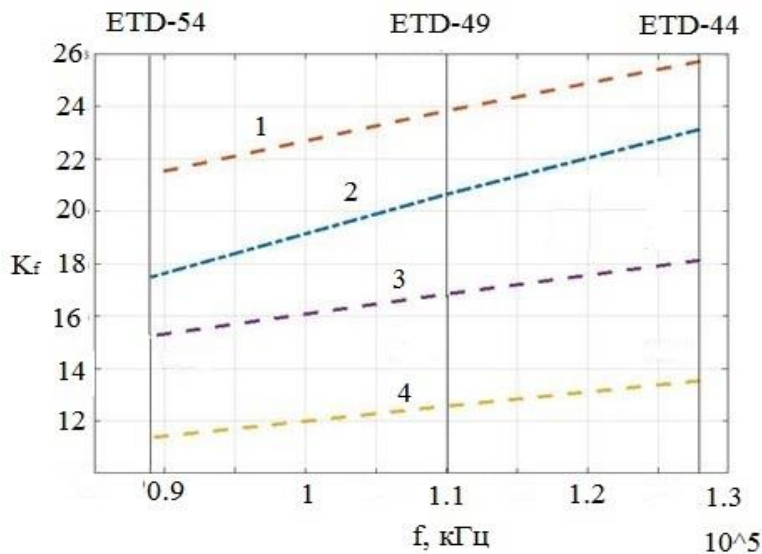


Рисунок 2. Значення величини K_f для двох шарової обмотки з МГТФ: 1 — за Dowell; 2 — експериментальні дані; 3 — за Ferreira; 4 — модифікований Ferreira.

Після модифікації розбіжність скоротилася до 22%, 17% та 12% відповідно. Таким чином, точність модифікованого виразу *Ferreira* зросла на 20 – 26% (залежно від типорозміру осердя). Розробка універсальної методики оптимізації конструкції дроселя в ультразвуковому діапазоні частот, з використанням результатів даного дослідження та підходу, запропонованого *Фоком* [3], є перспективним напрямком досліджень.

Перелік посилань

1. Kotic S. Ultrasonic measurement and technologies/ S. Kotic, Z. Figura. — London: Chapman and Hall, 1996. —356 p.
2. Dowell P.L., Effects of eddy currents in transformer winding, Proc. IEE., vol. 113, no.8, pp.1387-1394, August 1966.
3. Ferreira J.A., Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components, IEEE Transactions on power electronics, vol.9, no.1, pp.127-134, January 1994.
4. 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 методик розрахунку втрат обмоток узгоджуючих дроселів ультразвукових генераторів на прикладі виразів *Dowell* та *Ferreira*, за результатами якого та проведених експериментальних вимірювань запропоновано модифікацію розрахункового виразу *Ferreira* для найбільш поширених типорозмірів осердь, окреслено перспективи розвитку дослідження.

Ключові слова: узгоджуючий дросель, скін-ефект, ефект близькості.

Abstract

A brief analysis of methods for calculating winding losses of matching chokes of ultrasonic generators on the example of *Dowell* and *Ferreira* expressions, based on the results of which and experimental measurements proposed a modification of the calculated expression *Ferreira* for the most common core sizes, outlines the prospects.

Keywords: matching choke, skin effect, proximity effect.

ВПЛИВ КОНСТРУКТИВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ КОЛІСНИХ АНТЕН НА ЇХ ВЛАСТИВОСТІ

Слюсар В.І.¹, д.т.н., професор; Слюсарь І.І.², к.т.н., доцент

¹ *Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних Сил України, м. Київ, Україна*

² *Полтавська державна аграрна академія, м. Полтава, Україна*

Серед різних типів антен, що можуть використовуватися на борту транспортних засобів, новим різновидом є антени [1], які конструктивно інтегруються до коліс рушія. Особливу привабливість такому підходу надає поява малих тактичних безекіпажних платформ (UGV), в яких колеса є одними з найбільших елементів конструкції й виступають над верхньою поверхнею корпусу. Суттєво, що такі UGV мають зберігати працездатність незалежно від штатного чи перевернутого догори дном положення. Очевидно, що при такому підході не можуть бути використані традиційні штиркові антени, які при перекиданні платформи будуть упиратися в ґрунт і позбавлять безекіпажний засіб рухомості та можливості радіообміну.

Для подолання зазначеного протиріччя пропонується використовувати колеса в якості антенних елементів. За прототип таких антен слід взяти двострічкові антени, запропоновані в [2 - 4] та модифіковані шляхом введення радіальних елементів міцності, що поєднують обидві стрічкові поверхні між собою (рис. 1). Введення до запропонованих в [2 - 4] компоновок антен додаткових вставок-супортів суттєво впливає на властивості антени. Як наслідок, проведені дослідження були спрямовані на аналіз характеристик синтезованих кільцевих двострічкових антен з різним конструктивним виконанням та розташуванням супортів. При цьому необхідно було дослідити вплив на властивості синтезованих антен різних варіантів матеріалу вставок-супортів, у тому числі металу.

З огляду на складність опису взаємодії з радіохвилями розглянутих типів антен, що відносяться до неевклідової геометрії, для їх синтезу, аналізу та оптимізації необхідно використовувати методи чисельного моделювання. Для цього було використано програмне забезпечення ANSYS Electromagnetics. З урахуванням обраного плану експерименту на початковому етапі було проаналізовано властивості конструкції з розрізом у верхній стрічці в напрямку осі X (рис. 1), яка зарекомендувала себе як найбільш широкопasmова у попередніх дослідженнях [2]. При цьому супорти заглиблювалися у кожен з максимальних за висотою виступів верхньої стрічки й розташовувалися по центру міжстрічкового коридору (рис. 1). В якості матеріалу супортів було обрано діелектричний матеріал Rogers RO3210 з бібліотеки ANSYS Electromagnetics з відносною діелектричною

проникливістю 10,15. Варіюванню підлягала єдина змінна *vstavka_thickness*, що характеризувала товщину вставки й обиралась з діапазону значень 0,5 - 1 мм. При цьому ширина стрічок становила 4,5 м, а зовнішній діаметр антени – 25,4 мм.

Як і очікувалося, найкращі результати були отримані у випадку найтонкішого варіанту супорту, що менше впливав на поширення електромагнітних хвиль. На рис. 2 наведено залежність зворотних втрат (Return Loss) досліджених конструкцій антен у діапазоні частот від 0,1 до 40 ГГц.

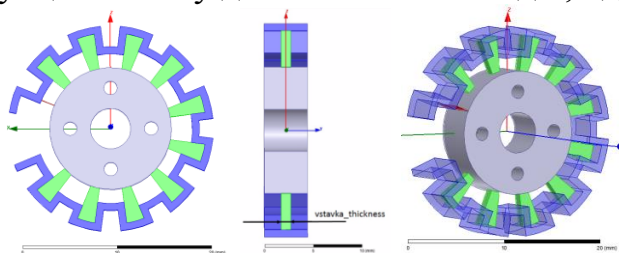


Рис. 1. Приклад використання вставок-супортів у двострічковій колісній антені

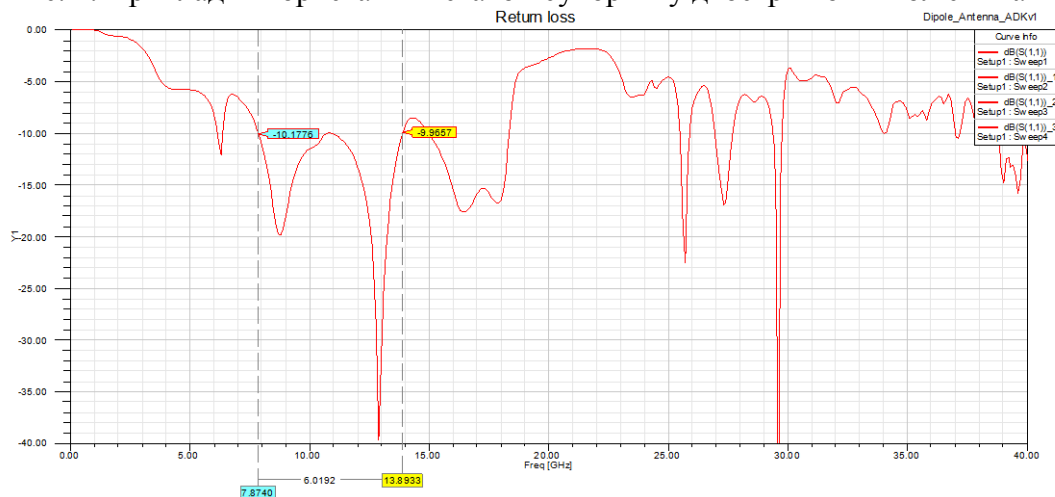


Рис. 2. Частотна залежність величини зворотних втрат для антени на рис. 1.

Ширина смуги пропускання антени, наведеної на рис. 1, становить понад 6 ГГц у смузі частот від 7,87 до 13,9 ГГц. Крім того, існують вузько-смугові робочі зони на частотах міліметрового діапазону стільникових мереж 5G з досить вираженими резонансними властивостями.

Подальший синтез та аналіз колісних антен пропонованого типу був спрямований на отримання широкої смуги пропускання в діапазоні частот 27 - 30 ГГц зі збереженням працездатності в означеному діапазоні 10 ГГц.

Одним з варіантів конструкції, що задовольнила зазначеним вимогам, стала антена з шаховим варіантом розташування супортів та додатковим супортом у розрізі зовнішньої стрічки (рис. 3). Залежність її коефіцієнта стоячих хвиль (VSWR) від частоти наведена на рис. 4. Як свід-

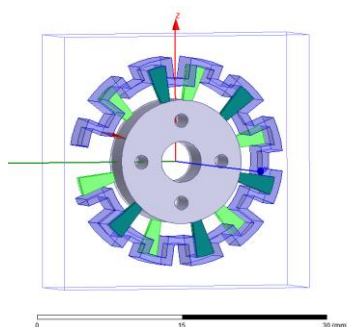


Рис. 3. Конструкція колісної антени з шаховим розташуванням супортів

чить вказаний графік, умові $VSWR < 2$ задовольняють частотні інтервали 7,73 – 13,6 ГГц та 21,94 – 34,3 ГГц. Таким чином, синтезована антена може бути використана в інтегрованій радарно-комунікаційній системі безекіпажної платформи з охопленням діапазону зв'язку 5G.

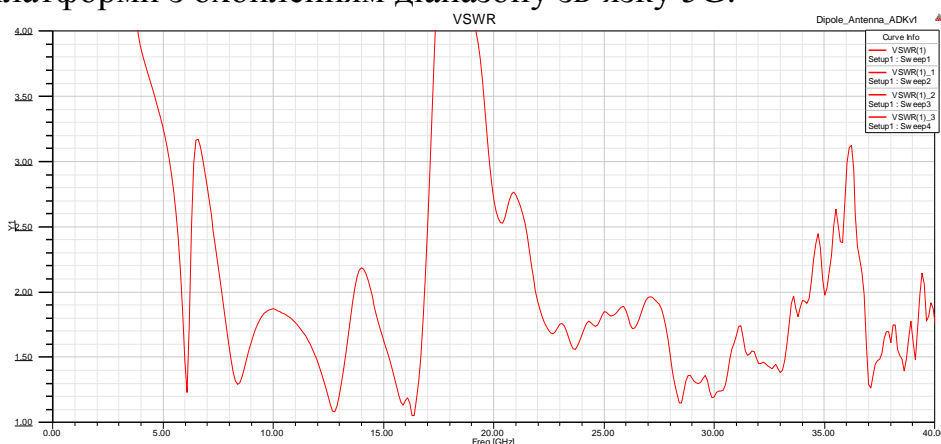


Рис. 4. Залежність коефіцієнта стоячої хвилі антени на рис. 3 від частоти.

Проведені дослідження підтвердили можливість використання вставок супортів у складі двострічкових колісних антен. Подальші дослідження будуть спрямовані на оптимізацію їх параметрів та аналіз впливу ґрунтових сумішей та води на частотні характеристики.

Перелік посилань

1. Слюсар В., Слюсарь И., Шуть В. Колёсные антенны ММО для роверов. // V Міжнародна науково-практична конференція “Study of modern problems of civilization”, 19 - 23 жовтня, 2020. - Осло, Норвегія. - С. 471 - 478. - DOI: 10.46299/ISG.2020.II.V.
2. Широкопосмугові антени на основі кільцевої геометрії / І.І. Слюсарь, В.І. Слюсар, С.В. Зуб, Д.Ю. Телешун // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2020. – № 2. – С. 173-179. – DOI:10.26906/SUNZ.2020.2.173.
3. Sliusar I.I., Sliusar V.I., Voloshko S.V., Zinchenko A.O., Degtyareva L.N. Synthesis of quasi-fractal ring antennas. // 6th International Scientific-Practical Conference “Problems of Infocommunications. Science and Technology” (PICS&T’2019). October 8-11, 2019. – Kyiv, Ukraine. – Pp. 741 - 744. – DOI: 10.1109/PICST47496.2019.9061286.
4. I. Sliusar, V. Sliusar, S. Voloshko, A. Zinchenko, Y. Utkin. Synthesis of a Broadband Ring Antenna of a Two-Tape Design. // 12th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT-2020), 22 - 27 June 2020, Kharkiv, Ukraine. - Pp. 161 - 165.

Анотація

Запропоновано та досліджено новий тип дводіпазонних широкопосмугових антен, що інтегруються до колеса транспортного засобу і дозволяють одночасно вирішувати радарні та комунікаційні завдання.

Ключові слова: колісна антена, безекіпажна платформа.

Abstract

A new type of dual-band broadband antennas that are integrated into the vehicle wheel and allow to solve radar and communication tasks at the same time is proposed and investigated.

Keywords: wheeled antenna, UGV.

ПАРАБОЛІЧНА РЕФЛЕКТОРНА АНТЕНА КУ-ДІАПАЗОНУ ІЗ ФАЗОВАНОЮ РЕШІТКОЮ В ЯКОСТІ ОПРОМІНЮВАЧА

Сушко О.Ю., доцент; Циганчук Т.Г., студент
КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна

Зростаючий попит на більш високу якість обслуговування та збільшення кількості послуг, що надається супутниковими системами, вимагає розробку більш надійних та точних систем. Для передачі інформації із супутників необхідно враховувати багато факторів, в тому числі погодні умови. Для району, де спостерігається дощ потрібна значно більша енергія від супутника для забезпечення надійного каналу зв'язку [3]. Згідно з розрахунками для території Японії, середня вірогідність послаблення сигналу при опадах на 2 дБ рівна 50%, на 3,4 дБ — 10% [1].

Використання фазованих антенних решіток для опромінення дзеркальних антен забезпечує можливість більш гнучко змінювати параметри одержуваних променів, та корегувати підсилення в областях де наприклад, йде дощ, зміною амплітуди та фази елементів решітки [2].

В даній статті моделюються електродинамічні характеристики такої системи за допомогою програми CST Microwave Studio та аналізується залежність діаграми спрямованості (ДС) рефлекторної антени зміщення опромінювача. В якості елемента решітки був обраний круглий хвилевід, з центральною частотою 10 ГГц ($\lambda = 0.03$ м). Діаметр хвилеводу був обраний 0,0248 м. В подальшому такий хвилевід, при необхідності, можна продовжити в круглу рупорну антенну з метою збільшення коефіцієнту підсилення, та зменшення ширини головної пелюстки.

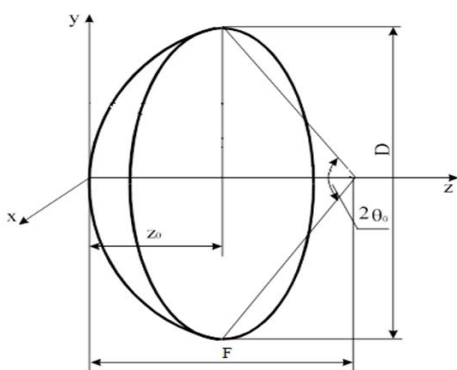


Рис. 2

Використовуючи програму CST Microwave Studio змодельємо хвилевід в якості опромінювача та параболічну дзеркальну антену (рис. 2) з відношенням фокусної відстані до діаметру розкриття $F/D=0.5$. Діаметр розкриття антени $D = 1$ м, фокусна відстань $D=0.5$ м.

Отримаємо ДС хвилеводу в Н (рис. 3а) та Е (рис. 3б) площинах, та параболічної дзеркальної антени, що опромінена хвилеводом (рис. 3в).

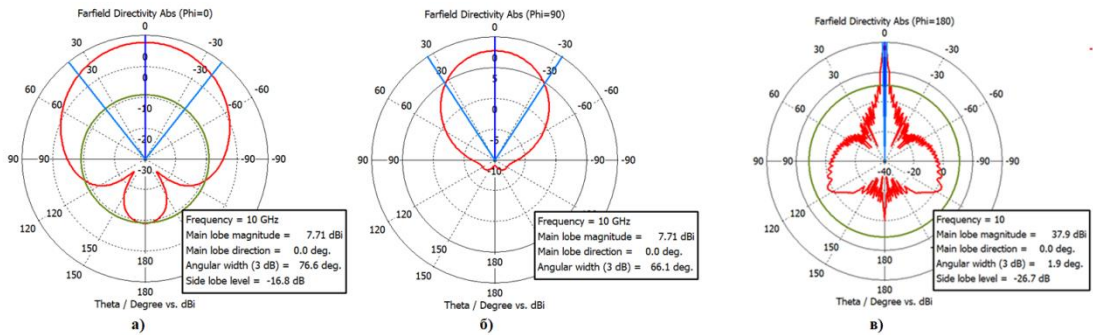


Рис. 3

Коефіцієнт підсилення хвилеводу становить 7,7 дБ, при цьому ширина головної пелюстки по рівню -3 дБ складає $76,6^\circ$ та $66,1^\circ$ в Н та Е площинах відповідно. Коефіцієнт підсилення дзеркальної антени становить 37.9 дБ, ширина головної пелюстки $1,9^\circ$, що відповідає коефіцієнту використання поверхні (КВП) антени рівному 0,75.

Розглянемо яким чином зміна фокусної відстані впливає на коефіцієнт підсилення параболічного дзеркала (рис. 4), та зміщення опромінювача вздовж і перпендикулярно до фокальної осі (рис. 5).

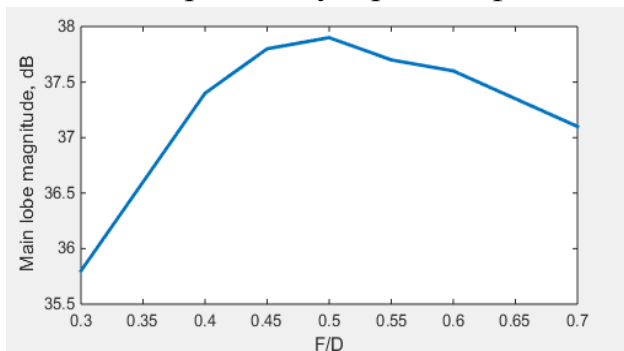


Рис.4

Аналізуючи графік можна зробити висновок, що найбільший коефіцієнт підсилення можна отримати при відношенні $F/D=0.5$, отже для заданого опромінювача це значення є оптимальним (рівень опромінення країв антени рівний $-5,4$ дБ для Н та -7 дБ для Е площин).

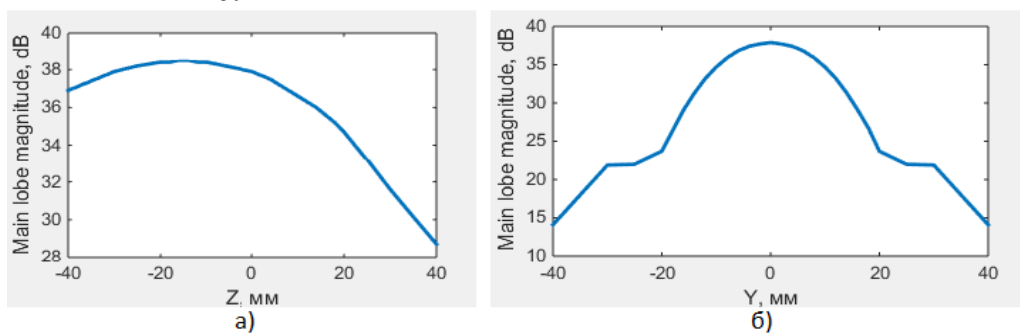


Рис.5

З графіка (рис. 5) видно, що найбільший коефіцієнт підсилення (38,5 дБ, КВП рівне 0,78) приходить на зміщення по осі Z на -16 мм. Подальше зменшення відстані, або збільшення призводить до зменшення коефіцієнту підсилення. При зміщенні хвилеводу по осі Y коефіцієнт підсилення рівномірно зменшується і є найбільшим при зміщенні $Y=0$ мм.

Змоделюємо антенну решітку з 3 хвилеводів (рис. 6а), та отримаємо

ДС решітки (рис. 6б) та параболічного дзеркала, що опромінений такою решіткою (рис. 6в).

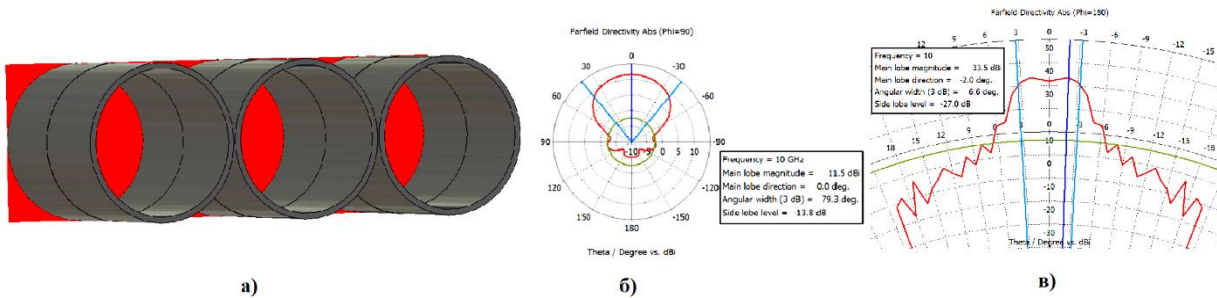


Рис. 6

Коефіцієнт підсилення решітки становить 11,5дБ, а рефлекторної антени 33,5дБ, при цьому ширина головної пелюстки збільшилася до 6,6°.

Отримані результати є основою при подальшому проектуванні параболічного рефлектора з фазовою решіткою в якості опромінювача. Також дають зрозуміти особливості проектування рефлекторної антени та вибору елемента для фазової антенної решітки.

Перелік посилань

1. Simulation of Outage for 21-GHz band Satellite Broadcasting System using Frequency Scaling of Measured Rain Attenuation / Susumu Nakazawa, Masafumi Nagasaka, Yoichi Suzuki, Shoji Tanaka — 2015.
2. Prototype of 32-element Horn Antenna Array for Imaging Reflector Antenna of 21-GHz Band Broadcasting Satellite / Masafumi Nagasaka, Susumu Nakazawa, Masashi Kamei, Shoji Tanaka — 2014.
3. Investigation of the Effects of Cloud Attenuation on Satellite Communication Systems / A. Savvaris. — 2012.

Анотація

В даній роботі виконано електродинамічне моделювання характеристик випромінювання прямофокусної параболічної антени із F/D рівним 0.5 на центральній частоті 10 ГГц із 3-х елементним опромінювачем. Проаналізовано вплив зміщення опромінювача із фокусу параболічної антени на діаграми її спрямованості.

Ключові слова: супутникові системи, ФАР, параболічна рефлекторна антена.

Abstract

In this study, an electrodynamic modeling of the radiation characteristics of a prime-focus parabolic antenna with an F/D equal to 0.5 at a center frequency of 10 GHz with a 3-element irradiator was performed. The influence of the feed displacement from the focus of the parabolic antenna on its radiation patterns was analyzed.

Key words: satellite systems, phased antenna array, parabolic reflector antenna.

АНТЕННА СИСТЕМА ДЛЯ РЕАЛІЗАЦІЇ ТЕХНОЛОГІЇ МОБІЛЬНОГО НАДШИРОКОСМУГОВОГО ЗВ'ЯЗКУ

Трубчанінова К. А., к.т.н., доцент

*Український державний університет залізничного транспорту,
Харків, Україна*

Технологія надширокосмугового зв'язку полягає в безпосередньому випромінюванні до вільного простору гребінки малопотужних надкоротких імпульсів – чипів, яка являє собою інформаційний біт [1]. При цьому випромінювання та передача двійкової інформації здійснюється в широкому частотному діапазоні (1...11 ГГц) значно нижче рівня шуму, а спектр інформаційного сигналу розподіляється рівномірно у цьому діапазоні частот. Це також вимагає широкої смуги частот приймально-передавальної антенної системи. Найбільш придатним є антенний елемент, який являє собою антену з розширюючою щілиною TSA (Tapered Slot Antenna) [2]. Форма розімкнутої щілини визначає смугу частот, причому її енергетичну спрямованість характеризує вузький головний промінь та практична відсутність бокових пелюсток у діапазоні частот 2-6,5 ГГц. Використання у якості кодуючого чипу моноциклу Гаусу та його попереднє формування в антенній системі унеможливорює виникнення енергетичних втрат, що виникає за рахунок неузгодженості сигналу в широкій смузі частот. Тому формування надширокосмугового чипу, здійснюють у розташованих поряд двох антенних елементів, кожний з яких являє собою антену TSA. Генерований надширокосмуговий уніполярний сигнал поділяють навпіл, одну частину якого послідовно інвертують, затримують на час, який дорівнює половині тривалості моноімпульсу та обом моноімпульсними сигналами збуджують відповідно обидві поряд розташовані на єдиній діелектричній основі антени. Електромагнітні поля двох уніполярних імпульсів інтерферують у еквівалентному загальному розкритті обох антен, збуджуючи у ньому електромагнітне поле біполярного імпульсу.

Організація зв'язку в системі рухомих пристроїв накладає певні обмеження, що обумовлені невизначеністю у часі та просторі вектору поляризації інформаційного сигналу відносно вісі приймальної антени. Так, у випадку їх ортогонального розташування рівень прийнятого сигналу буде дорівнювати нулю. Тому пропонується запровадити мерехтливу поляризацію, за якою кожний з гребінки надкоротких імпульсів, що кодують інформаційний біт, по черзі подається на одну чи іншу антену, які в антенному блоці розташовані ортогональне. Таке розташування обох антенних блоків створює турнікетну антенну систему та забезпечує прийом електромагнітного випромінювання довільної поляризації.

На рис. 1 наведено схему розташування та модель антенного блоку, яка

реалізує технологію мобільного надширокосмугового зв'язку.

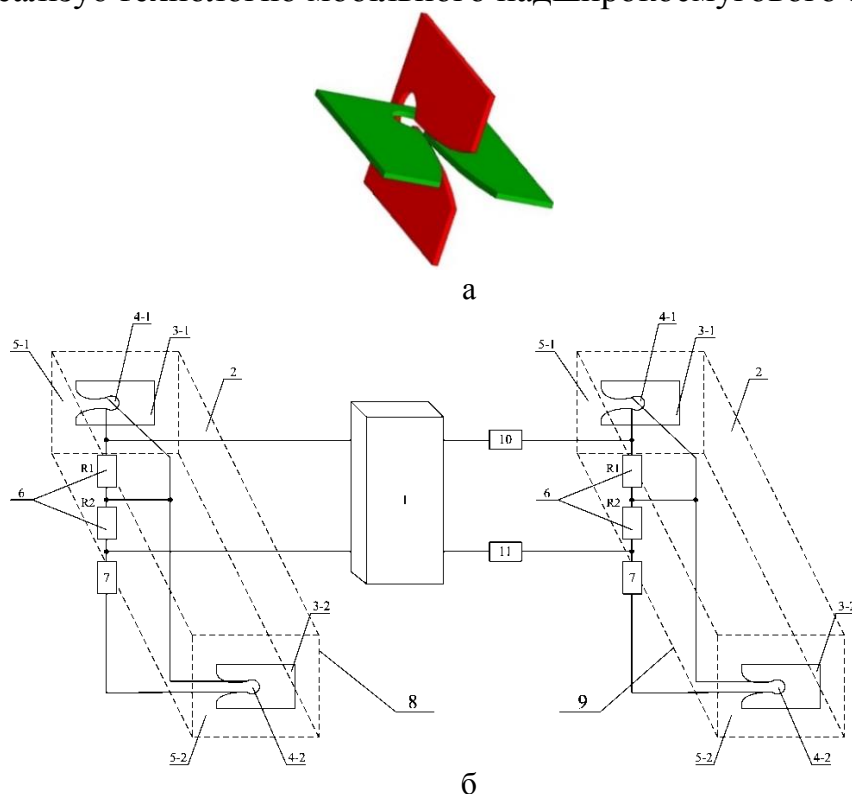


Рис. 1. Схема розташування блоків (а) та модель турнікетної антенної системи (б)

З генератора 1 уніполярні імпульсні сигнали безпосередньо надходять до розподільвача сигналу 6 першого блоку антен 8, який поділяє його навпіл, та подає безпосередньо до системи збудження 4-1, створюючи у випромінюючому розкритті 5-1 моноімпульсне електромагнітне поле. У той же час інвертований моноімпульсний

сигнал подається через лінію затримки 7 на систему збудження 4-2, створюючи у випромінюючому розкритті 5-2 інвертоване моноімпульсне електромагнітне поле, затримане на половину тривалості моноімпульсного сигналу. Електромагнітні поля двох уніполярних імпульсів основного та інвертованого інтерферують у еквівалентному загальному розкритті антени, збуджуючи в ньому електромагнітне поле біполярного імпульсу.

Одночасно інформаційний уніполярний імпульсний сигнал з генератора 1 надходить через лінії затримки 10, 11 до іншого блоку антен 9, який має аналогічну структуру та конструктивно розташовано ортогональне відносно першого блоку [3], створюючи випромінювання сигналу, вектор поляризації якого ортогональний тому, що випромінює блок антен 8, реалізуючи таким чином мерехтливу поляризацію всієї антенної системи.

Дослідження запропонованої антенної системи та її елементів виконувалося в середовищі програмування HFSS (High Frequency System Simulator), яке призначено для тривимірного електромагнітного моделювання і розробки високочастотних радіоелектронних і антенних пристроїв [4].

Створена імітаційна модель наведена на рисунку 2. Результати моделювання (рис. 2.) довели працездатність запропонованої моделі та технічних рішень щодо використання їх у системах мобільного надширокосму-

ГОВОГО ЗВ'ЯЗКУ.

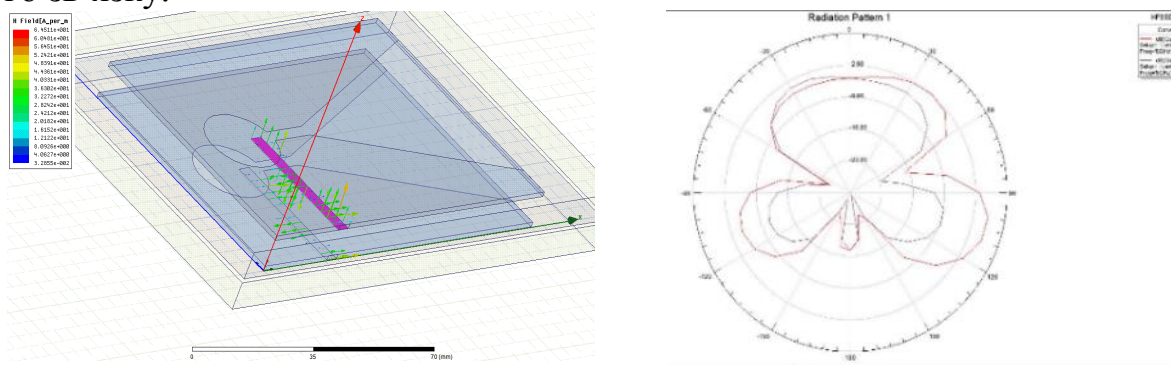


Рис. 2. Імітаційна модель антени та результати моделювання

Використання запропонованої турнікетної антенної системи дозволяє підвищити більш ніж удвічі радіус дії широкосмугового електромагнітного випромінювання за рахунок створення у розкриві антен надкороткого біполярного імпульсного сигналу та застосування мерехтливої поляризації.

Перелік посилань

1. Трубочанінова К.А. Технологія надширокосмугових сигналів в системах зв'язку рухомих пристроїв / К.А. Трубочанінова, О.А. Серков, Б.О. Лазуренко // XIX МНТК «Проблеми інформатики та моделювання (ПІМ-19)» (26-28 листопада 2019, Харків): Сб. тез. доп. – Х: НТУ «ХПІ», 2019. – 89 с. С. 74-75.
2. Серков О. А. Модель TSA / О. А. Серков, Г. І. Чурюмов, В. С. Бреславець, М. Ю. Толкачов. // Матеріали XVII МНК «ПІМ-2017», Харків-Одеса, 11-15 вересня 2017. – Харків: НТУ «ХПІ», 2017. – С. 76.
3. Спосіб збудження надширокосмугової антени з мерехтливою поляризацією: патент на корисну модель UA 141131 U Україна: МПК H01Q 21/06 (2006.01) / С. В. Панченко, О. А. Серков, К. А. Трубочанінова, М. С. Курцев, Б. О. Лазуренко; власник Укр. держ. ун. залізн. тр. – и 2019 08723; заявл. 19.07.2019; опубл. 25.03.2020, Бюл. № 6.
4. Моделирование антенн в ANSYS HFSS [Електронний ресурс] // САПР и графика. – 2015. – №8. – С. 40–43. – Режим доступу: <https://sapr.ru/article/24969>.

Анотація

Наведено структуру та моделі турнікетної антенної системи для реалізації технології мобільного надширокосмугового зв'язку. Здійснено її моделювання в середовищі HFSS.

Ключові слова: турнікетна антенна система, мерехтлива поляризація, мобільний зв'язок.

Abstract

The structure and models of the antenna system for the implementation of the technology of mobile ultra-wideband communication are presented. Its modeling was carried out in the HFSS environment.

Keywords: turnstile antenna system, flashing polarization, mobile communication.

Секція 3. Інформаційні технології та телекомунікаційні системи.

Хмарні технології, інтернет речей, 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: Сергій Жук

Секретар секції: Вячеслав Чмельов

A NOVEL BRAM BASED PUF FOR FPGA BASED EMBEDDED SYSTEMS

Ahmad Al Khas¹, M.Sc., Instructor;¹

Ihsan Cicek², Ph.D., Assistant Professor;²

*¹Vocational School, ² Dept. of Electrical-Electronics Eng.,
Istinye University, Istanbul, Turkey*

Introduction

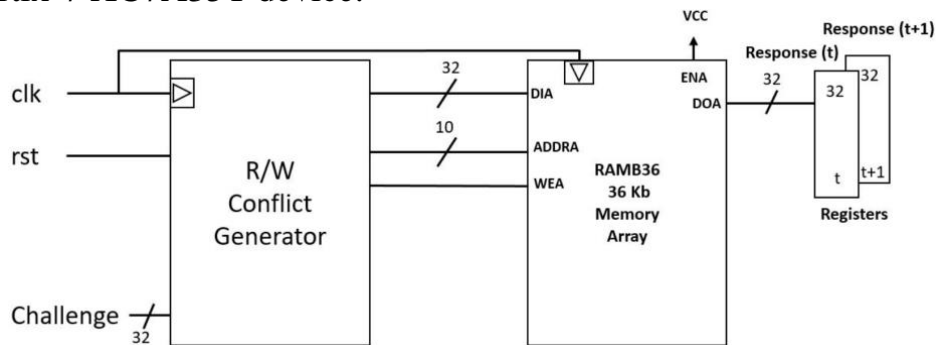
Because of the ubiquitous use of semiconductors in a myriad of products, counterfeit and clone electronic components pose a global threat to the health, safety and security of lives that depend on electronics. Cryptographic methods have been developed for protection against counterfeiting, however the associated cost and resource overhead quickly became a burden for cost sensitive applications such as IoT. Physically unclonable functions PUFs are hardware security primitives which yield unclonable and inherently instance-specific measures of integrated circuits. Security provided by PUFs does not require any extra steps in the fabrication process and is very cost effective [1]. They offer secure authentication with little or no cryptographic assets on the system, thus becoming an efficient solution for resource scarce IoT applications [2]. There are various types of PUFs available in the literature that rely on different design primitives such as arbiters, ring-oscillators or SRAMs [3]. SRAM PUFs depend of the bit-cell uncertainty at the power-up. In FPGA technology, embedded SRAMs also known as Block RAMs (BRAMs) are zeroized on boot and it is not possible to power cycle them easily to generate randomness as in the case of ASICs since designers have limited control. In this work, we present a novel PUF for use in FPGA devices, which is based on creating temporal collisions between the write and read operations that yield random responses from the BRAM. We verified the PUF operation by measurements using an integrated logic analyzer (ILA) provided by FPGA vendor.

FPGA Hardware Implementation and Verification of The BRAM PUF

We used a Xilinx Artix-7 family FPGA device to implement the BRAM PUF which is based on the concept of read-write collisions that can be triggered by the custom module that implements the algorithm shown in Fig.1. The module can trigger the unstable behavior by sending a write and a read request at the same clock cycle to an arbitrarily chosen 10-bit BRAM address. The BRAM is configured to operate in 32-bit synchronous TDP mode.

RWC-PUF generates two 32-bit responses R1, R2 for an arbitrary 32-bit challenge on each operation cycle. R1 is the 32-bit response data resulted from the collision while the challenge was being written and R2 is the one generated during the clearance of the 32-bit challenge data created previously in the same address location. FPGA hardware implementation of the BRAM PUF requires

only 68 LUTs, 135 FFs 17 CLB slices and 1 BRAM to run at 300 MHz on a Xilinx Artix-7 XC7A35T device.



Algorithm 1 Algorithmic Flow of The RWC Generator

```

1: for falling edge(clock cycle T) do
2:   if (State[(T mod 4)] != State[(T mod 4) - 1]) then
3:     [T] Address(port A) ← Random_Data[9:0]
4:     [T] Data(port A,in) ← Challenge[T mod 4]
5:     [T+1] Response 1 ← Data(port A, out)[31:0]
6:     [T+2] Data(port A,in) ← Zeros[31:0]
7:     [T+3] Response 2 ← Data(port A, out)[31:0]
8:   else
9:     State[T+1] ← State[T]
10:  end if
11: end for
    
```

Figure 1. Hardware architecture and algorithm of the proposed BRAM PUF

We used an integrated ILA shown in Fig.2 to observe and acquire the internal signals and verify the expected unstable behavior of the BRAM during hardware execution. The initial hardware test response sets (R1, R2) have been recorded with the help of ILA from two different FPGA boards for comparison. In both experiments, we used the same test conditions and applied the same challenges on the two separate Artix-7 FPGA devices and obtained totally different, device specific responses from each board which confirmed the random behavior. If the RWC generator had failed to generate metastability, the challenges and responses should have been equal for each device.

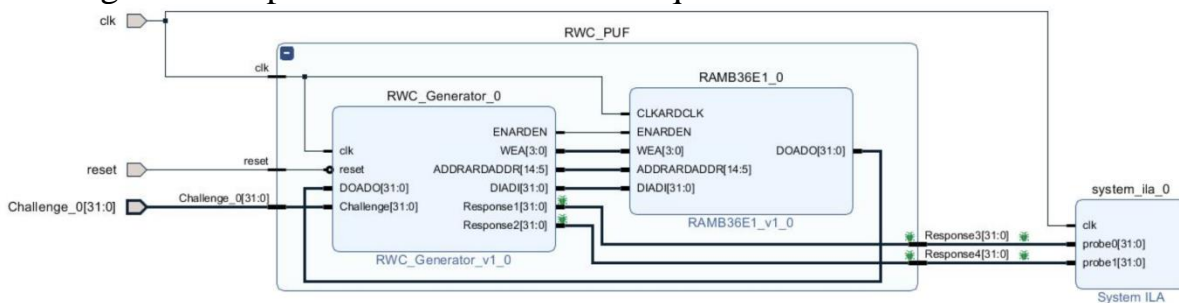


Figure 2. FPGA Implementation of the proposed BRAM PUF.

Performance evaluation of The BRAM PUF

It is essential to have PUFs with reliable, unique, and unbiased responses for cryptographic applications. We collected challenge response pairs (CRPs) for R1 and R2. PUF reliability is tested by measuring the average of Hamming distance between responses for the same applied challenge to the device under test. Intra-chip Hamming distance is the figure-of-merit for the reliability [4]. Since semiconductor devices have temperature dependent behavior, reliability has been measured for temperature variations using a PID controlled hot-plate for heating the FPGA board to the constant temperature of interest while the PUF is operating as shown in Fig. 3. We have acquired response data R1 and R2 at the temperatures 0°C, 26°C (ref.) and 55°C and calculated the associated reliability levels as shown in Table 1 and Fig.4.

Table 1. Reliability Analysis Results of the BRAM PUF for R1 and R2.

| Response Type | Min. Reliability (%) | Max. Reliability (%) | Avg. Reliability (%) |
|---------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| R1 at 0°C | 96.875 | 99.8801 | 98.9208 |
| R1 at 0°C | 82.8125 | 99.8991 | 93.3122 |
| R2 at 55°C | 96.875 | 99.9190 | 98.8987 |
| R2 at 55°C | 82.8125 | 99.6094 | 93.2019 |



Figure 3. Hotplate testing.

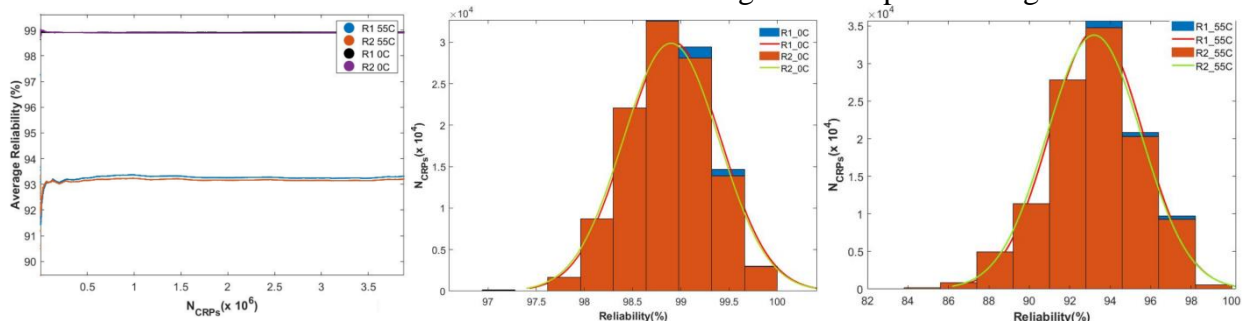


Figure 4. a- Average reliability, b- Reliability at 0°C, c- Reliability at 55°C for R1 and R2.

Conclusion

We presented a new BRAM PUF circuit for FPGAs which uses the read-write collisions to generate random responses for any challenge applied to an arbitrarily chosen BRAM address. Our PUF design provides two types of responses R1, R2 and both of them can be used as CRPs. Acquired CRPs for both response type R1 and R2 are evaluated using the reliability metric found in the literature. According to the results both response types exhibit high reliability levels around 99% at 0 °C, however, at 55 °C we observed approximately 7% drop in reliability for both response types with R1 being marginally better. We will evaluate the uniqueness, uniformity and bit-aliasing properties of the PUF circuit as a future work.

References

1. Selimis G., et. al., Evaluation of 90nm 6t-SRAM as physical unclonable function for secure key generation in wireless sensor nodes. 2011 IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS) (2011), pp. 567–570.
2. Mukhopadhyay D. PUFs as promising tools for security in internet of things. IEEE Design Test 33, 3 (June 2016), pp. 103–115.
3. McGrath T., Bagci I. E., Wang Z. M., Roedig U., Young R. J. A PUF taxonomy. Applied Physics Reviews 6, 1 (2019), 011303.
4. Maiti A., Gunreddy V., Schaumont P. A systematic method to evaluate and compare the performance of physical unclonable functions. Embedded Systems Design with FPGAs (2013), 245–267.

Abstract

Physically Unclonable Functions (PUFs) are device specific unique digital fingerprints which are used in cryptographic applications for key generation, unique ID generation and challenge-response based authentication. SRAM based PUFs have become very popular in the ASIC industry as a result of increased security demand against cloning. However, their use in the FPGA applications is limited, since it is not possible to power-cycle the SRAMs once the FPGA device is configured. In this work, we introduce a new approach for designing SRAM based PUFs for FPGAs that use timing violation instead of power cycling. Our PUF design is based on the idea of triggering a collision between read and write operations in a block-RAM to generate random responses. We have functionally verified the PUF prototype implemented on an Artix-7 FPGA device using an integrated logic analyzer. The challenge response pairs acquired from the PUF prototype have been tested for reliability. On the average, proposed PUF achieved 93% reliability at 55 °C ambient temperature.

Keywords: Physically Unclonable Function, BRAM PUF, SRAM PUF, FPGA Fingerprint.

FPGA IMPLEMENTATION OF A DATA ACQUISITION SYSTEM FOR RANDOM NUMBER GENERATORS

*Ahmad Al Khas*¹, *M.Sc., Instructor;*¹

*Ihsan Cicek*², *Ph.D., Assistant Professor;*²

¹*Vocational School,* ²*Dept. of Electrical-Electronics Eng.,
Istinye University, Istanbul, Turkey*

Introduction

Random number generators (RNGs) are commonly accepted as the most important component of any cryptographic system, as they supply independent, identically distributed, and unpredictable numbers for use in algorithmic initialization, encryption-decryption keys, or in countermeasures [1, 2]. Random numbers with low statistical quality will invalidate the security proofs of cryptographic algorithms or disable embedded countermeasures [3]. The progressive developments in the field of side-channel attacks mandate the use of online statistical test modules for RNG health monitoring [4]. However, because of limited resources or incompatibility, only a subset of available statistical tests can be implemented in hardware with limited bitstream lengths. Accordingly, the embedded online health monitoring modules cannot detect the long-term statistical problems. For a good understanding of the statistical properties, large amounts of random number data have to be collected and transferred to a computer. RNG systems require different levels of assessment and certification before being deployed in the target cryptographic application, which is a very time-consuming process [5]. As a subset of these certification process, the acquisition and transfer of large amounts of data in the RNG validation creates a temporal bottleneck which delays time-to-market. In this paper, we present the hardware design and implementation of a soft-CPU based data acquisition system for collecting and transferring data from any random number generator module that has been integrated as a digital IP block on an FPGA device. Sampling speed of the data acquisition system can be configured at run-time for collecting random numbers from an internally implemented random number generator. Our design enables high speed data transfers in the excess of 80 Mbps over a standard 100 Mbps ethernet connection.

Hardware Implementation of The RNG Data Acquisition System

An RNG data acquisition system (DAS) must have a programmable frequency sampling capability to acquire bits at different clock speeds for experimental flexibility. The hardware architecture shown in Fig.1a allows RNG data acquisition at programmable clock speeds and storage at the external DDR RAM and after acquisition phase stored data is sent to the computer over the ethernet connection. The programmable clock generator module shown in Fig.1a forms the heart of the DAS and is composed of a PLL, a custom designed phase

accumulator, an MMCM and a binary scaler module. The output clock frequency is controlled by registers in the phase accumulator and binary scaler for convenience. The output clock is used to drive a D-type flip-flop (DFF) whose D input is fed with the output of the RNG. The output of the flip-flop is connected to a 32-bit shift register (SR) which has a valid flag that goes to logic-1 when 32 bits are acquired. The design has been integrated as an AXI4 peripheral of a Microblaze soft CPU. The (SR) flag is used for generating interrupts to transfer 32-bit RNG data to the external DDR memory located on the Nexys 4 DDR FPGA board shown in Fig. 1b. Our RNG DAS design used 11155 LUTs, 11860 FFs, 30 BRAMs, 2789 Slices on a Xilinx Artix-7 XC7A100T FPGA Device.

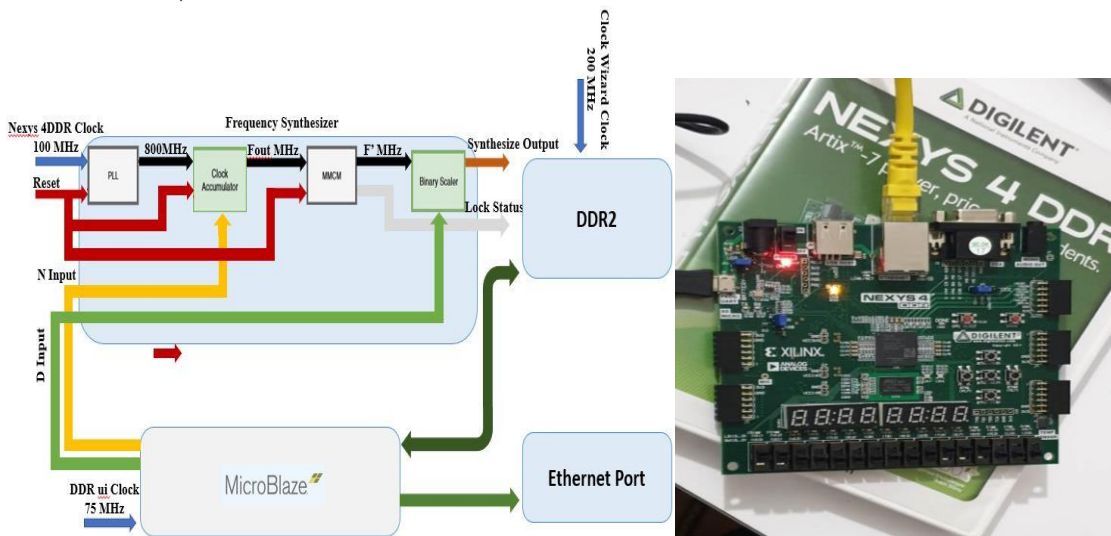


Figure 1. a-Hardware architecture and b-Implementation of the RNG DAS.

Experimental Verification of the RNG DAS

A custom software written in C is used to control the flow of data acquisition and transfer operations as well as the sampling frequency thanks to memory mapped registers in the programmable clock generator. Xilinx Vitis IDE is used to develop the firmware for the Microblaze based RNG DAS. We have designed and integrated an LFSR based RNG with the DAS to verify the correct operation using the generated deterministic number sequence. We used the lightweight IP (LWIP) library which is a small independent implementation of the TCP/IP protocol to enable high speed communication using the ethernet connection. The programmable clock generator registers can be programmed by the software to enable data sampling at different clock speeds. After built-in self-tests the server starts at a fixed IP address and allow remote control and data transfers through port 80. On every hardware interrupt triggered the RNG data in the SR is saved to external DDR RAM sequentially until the 50 MByte of data acquired. Then, the RNG DAS acting as a server sends the stored data to the computer through the ethernet at speeds in the excess of 80 Mbps.

Conclusion

We have implemented a Microblaze soft CPU based RNG data acquisition

system that allows sampling of random bits at run-time programmable frequency and uses an external DDR RAM to store the collected data. After acquisition, the data is transferred to computer at 80 Mbps speed for statistical tests. We have verified the integrity of the transferred data by comparing the received data with the expected output of the LFSR based test RNG. Any FPGA compatible RNG design can be inserted into the RNG DAS to collect and transfer large amounts of data for statistical evaluation.

References

1. I. Cicek, A. Pusane, and G. Dundar, “A new dual entropy core true random number generator,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing.*, vol. 81, no. 1, pp. 61–70 (2014)
2. I. Cicek, A. E. Pusane, and G. Dundar, “An integrated dual entropy core true random number generator,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs.*, vol. 64, pp. 329–333, March (2017)
3. C. Hochberger, C. Li, M. Raitza, and M. Vogt, “Influence of operating conditions on ring oscillator-based entropy sources in fpgas,” in *Field Programmable Logic and Applications (FPL)*, 2012 22nd International Conference on., pp. 555–558 (2012)
4. A. A. Khas and I. Cicek, “An energy efficient run-time security monitor for true random number generators,” in *2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO).*, pp. 488–491 (2019)
5. International Organization for Standardization, “Information technology – security techniques – random bit generation.,” *ISO 18031:2011(E)* (2011)

Abstract

Security paradigm has shifted from the complexity of algorithms to the unpredictability of keys in modern cryptography. This renders the true random number generator (TRNG) as the most crucial building block of any modern cryptographic system. TRNG generates unpredictable independent and identically distributed random numbers for use in the initialization of algorithms, session keys, and security protocols. The statistical quality of the generated random numbers is of essence for establishing a secure cryptographic system. In order to assure a high level of confidence on the statistical quality of the generated random numbers, large amounts of data needs to be collected, transferred and tested in a continuous loop manner until the desired statistical quality levels are met. This creates a temporal bottleneck for the statistical evaluation which can delay the security certification. In order to accelerate the process, there is a need for a custom hardware which can transfer the collected TRNG data at high speeds to a computer for storage and statistical tests. In this work, we present the hardware design and implementation of a soft-CPU based data acquisition system for collecting and transferring data from any random number generator module that has been integrated as a digital IP block on an FPGA device. Sampling speed of the data acquisition system can be configured at run-time for collecting random numbers from an internally implemented random number generator and enables high speed data transfers in the excess of 80 Mbps over a standard 100 Mbps ethernet connection.

Keywords: FPGA, hardware security, statistical test, TRNG Data Acquisition, Random Number Generator.

HYBRID QUANTUM COPROCESSORS

Hlukhov V.S., DrS, professor

Lviv Polytechnic National University, Lviv, Ukraine

Quantum computers are probabilistic and analog devices. A quantum computer operates under the control of a classical computer. A quantum computer is a quantum coprocessor (QC) in relation to a classical computer. The main component of QC is called qubit (QB). QB's behavior is described by the wave function $|\psi\rangle = \sum_{j=0}^{N-1} \lambda_j |j\rangle$, $p_j = \lambda_j^2$, $P = \sum_{j=0}^{N-1} \lambda_j^2 = 1$. Changes in the state of a QB are illustrated by the movement of the radius-vector r in a unit circle (Figure 1).

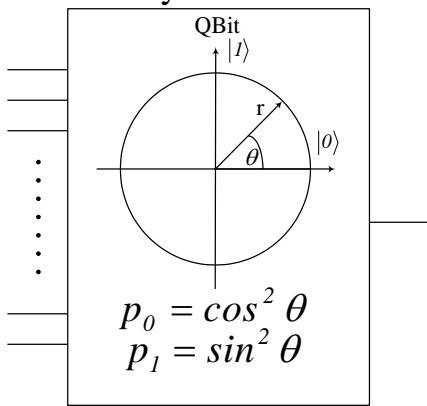


Figure 1. Digital qubit symbol

The state of a QB is determined by the angle θ . Its value can be changed, thus calculations can be performed with θ angle. The final position of the radius-vector determines the result of the calculation. But when measured, vector goes either to position $|0\rangle$ or to position $|1\rangle$ with probabilities p_0 and p_1 , respectively (Figure 1). The sequence of actions on a qubit, which determines changes in its state, is described by an analog circuit, which consists of so-called

quantum gates. If a quantum computer includes N qubits, then the result of its operation will be a multibit state $|\Psi\rangle = |\psi_0\psi_1\dots\psi_{N-1}\rangle$.

The DiVincenzo criteria [2] are conditions necessary for constructing a quantum computers. Not a single word about their physical nature is included in this criterion. So digital qubit (Figure 1) can be represented as a digital device whose operation is described by the same wave function as that of a true analog qubit. It has multiple inputs and one probabilistic output and it can be built in FPGA either as a finite state machine (FSM, Figure 2) or as a RISC-like pipeline of digital quantum gates. Thus, a digital quantum coprocessor (DQC) is also can be built in FPGA.

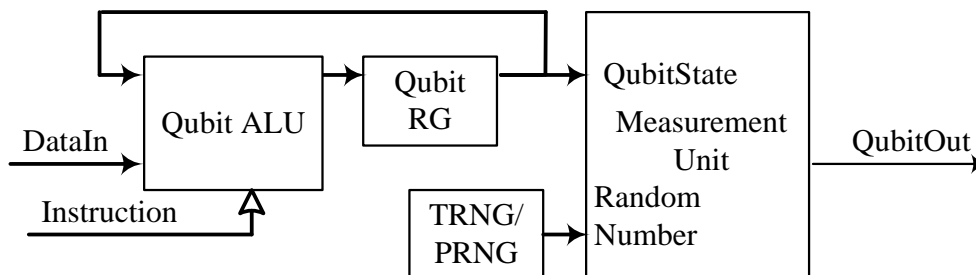


Figure 2. Digital qubit as FSM

To generate a probabilistic result, a digital qubit includes either true or pseudo-random number generator (either TRNG or PRNG) and a functional converter (FC) [1].

To determine the digital qubit output its angle θ final value have to compared with inverse converted random angle $D = \arcsin \sqrt{A}$, where A is either true or pseudo-random number. TRNGs generally produce only a limited number of random bits per second and have significant restrictions for use as part FPGA. Therefore it is necessary to use either PRNGs in each qubit in so called fully digital heterogeneous DQC or use one common TRNG for all qubits in one FPGA of hybrid and homogeneous DQC [4], [5]. Such a coprocessor can be called hybrid because it consists of an analog TRNG and digital qubits.

The aim of the work is to test the possibility of creating a hybrid and homogeneous digital quantum coprocessor. For this, the possibility of constructing a coprocessor with one common PRNG for all qubits in one FPGA was first investigated (Figure 3).

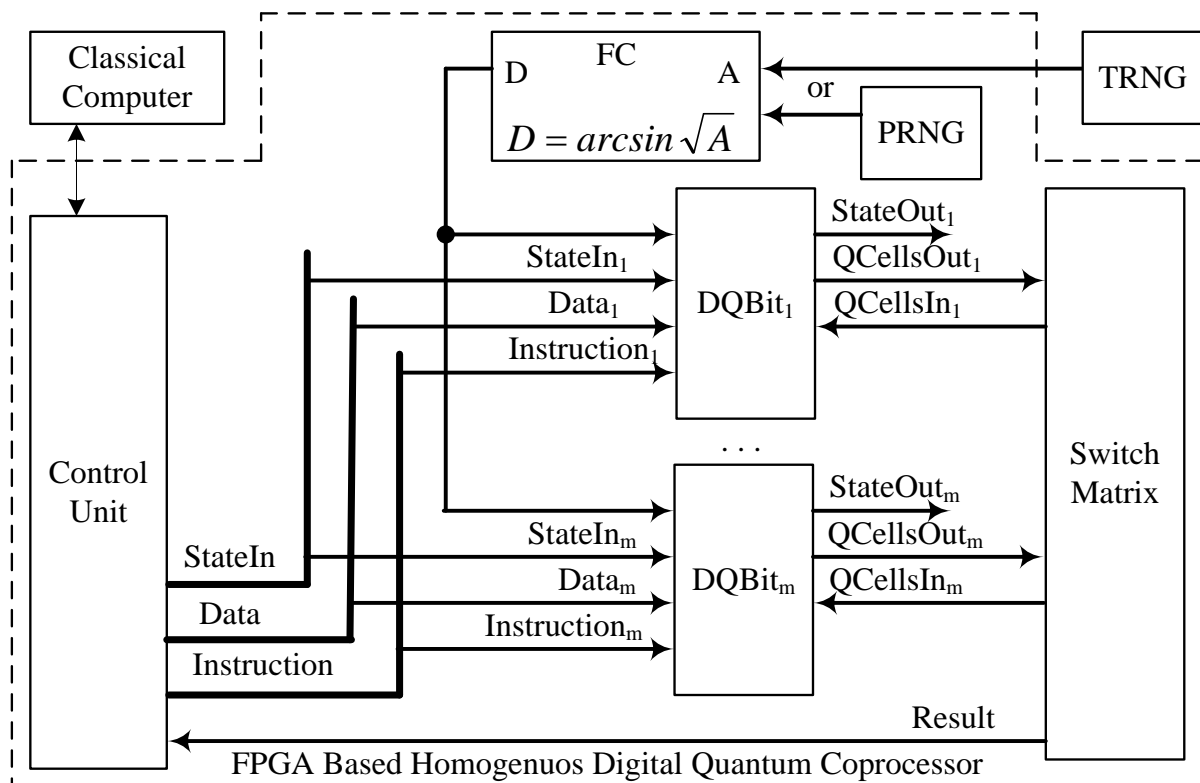


Figure 3. Homogenous digital quantum computer

The studies were carried out with a N -qubit homogenous DQC implemented on the FPGA ($N = 32, 64, 128, 256, 512$ and 1024). The probability P_N of getting the true result was checked by performing 4000 quantum Fourier transforms on the same input states spectrum of N qubits [3]. For the study, the spectra were selected, which consist of 2^{N-1} periods.

It was shown [3] that the homogeneous digital quantum coprocessor generally correctly determines the number of periods in the input signal (with probability more than 50 %), For a homogeneous version, the results are 7 times better than for heterogenous one.

Thus, the possibility of creating a hybrid quantum coprocessor has been shown. The analog element in such a coprocessor is TRNG. Also a true analog qubit can be used as a TRNG in conjunction with a digital quantum coprocessor. Together they form a hybrid quantum coprocessor. It is planned to test the operation of a hybrid quantum coprocessor with TRNG at the next stage of research.

References

1. V. Hlukhov. FPGA Based Digital Quantum Computer Verification. Proceedings of IEEE 11th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies DESSERT. Ukraine, Kyiv, May 14-18, 2020. Pp. 178—182.

2. DP DiVincenzo. The physical implementation of quantum computation. Fortschritte der Physik: Progress of Physics 48 (9-11), 771—783. WILEY-VCH Verlag Berlin GmbH. 2000.

3. V. Hlukhov. Implementing quantum Fourier transform in a digital quantum coprocessor. Advances in Cyber-Physical Systems. Volume 4. Number 1. Lviv Polytechnic National University. 2019, pp. 6—13.

4. Valerii Hlukhov. Comparison of Homogeneous and Heterogeneous Digital Quantum Coprocessors. Proceedings of International Workshop on Computational Methods and Information Transformation Systems, a satellite of 2020 XV International Scientific and Technical Conference on Computer Science and Information Technologies. Volume 2. Zbarazh Castle, UKRAINE, 23-26 September, 2020, pp. 70—73.

5. Hlukhov V. S. Formation of probabilistic results in digital quantum computers. Modern problems and achievements in the field of radio engineering, telecommunications and information technology. The conference is dedicated to the 120th anniversary of the National University "Zaporizhzhya Polytechnic". October 7-09, 2020, Zaporizhia.

Анотація

Представлено структуру гібридного однорідного квантового співпроцесора, що складається з одного аналогового генератора істинно випадкових чисел (ГВЧ, яким може бути справжній кубіт) і набору цифрових кубіт.

Ключові слова: гібридний квантовий копроцесор, цифровий кубіт, ГВЧ.

Abstract

The structure of a hybrid homogeneous quantum coprocessor is presented, which consists of one analog generator of true random numbers (TRNG, which can be a true qubit) and a set of digital qubits. The probability of forming correct results with such a coprocessor exceeds 50%.

Keywords: hybrid quantum coprocessor, digital qubit, TRNG.

CHIRP BASED ADAPTIVE OPTIMAL KERNEL FOR LIMITED NONSTATIONARY SIGNALS

Nguyen Thi Hong Yen, Ph.D.

Faculty of Electronics and Telecommunications, University of Science and Technology, The University of Danang, Danang City, Vietnam

Time varying spectra are ubiquitous in practise, and manifest themselves in speech, radar/sonar returns and biomedical signals, etc. Joint time-frequency distributions (TFDs) is a powerful tool to analyze these signals. Nevertheless, the conventional methods do not deliver good performance in missing sample cases due to noise-like artifacts spreading in the time-frequency (TF) domain as well as the ambiguity domain. Therefore, this paper introduces a novel TFD which can effectively suppress the effects of limited data, namely the chirp-based adaptive optimal kernel TFD. The method uses a two-dimension mask to attenuate the cross-terms between different components as well as those between the same components appearing in WignerVille distribution (WVD). However, in contrast with traditional RIDs, which belong to the Cohen's class, the proposed kernel is signal-dependent, being applied for a windowed signal, not the whole signal, and it can partially combat missing samples. The first crucial feature of the proposed method is that its kernel is designed based on chirps' properties. According to [1], any non-stationary windowed signal can be approximated as a sum of chirps. Moreover, chirp's auto-terms always reside in only a half of the ambiguity domain, which does not cover the Doppler axis [1]. Therefore, the mask for any windowed nonstationary signal just needs to cover the half not containing the Doppler axis. The advantageous point is that the artifact distribution caused by missing samples always appears along the Doppler axis [1]. Thus, by filtering out the region along the Doppler axis, the chirp-based kernel gives improved time frequency representation (TFR) in the case of incomplete data. The second important feature of the new approach is that the kernel is signal-dependent. In contrast with the radiant Gaussian kernel (RGK) [2], our method actually solves an optimization problem just in the useful half of the ambiguity domain, not the whole domain. This not only reduces the complexity but also improves the TFD estimation results because almost half of interference and noise-like artifacts caused by missing samples are mitigated.

The optimization process is conducted in polar coordinate. The original kernel is Gaussian, which is expressed following,

$$C(g, q) = e^{-\frac{(g\Delta r)^2}{2\sigma(q\Delta\phi)^2}} \quad (1)$$
$$g = 0, \dots, G-1; q = 0, \dots, Q-1,$$

where g and q are the radius and angle indices, Δr and $\Delta\phi$ are the radius and angle step sizes, $\sigma(q\Delta\phi)$ is the spread parameter. At the start, σ is equal for all an-

gles. Then, the spread parameter is updated by the gradient ascent method to match with signal in the ambiguity plane in such a way that it is large at a certain angle if the magnitude of the AF is large. The optimization problem is written as follows,

$$\begin{aligned} & \max_{\substack{C(n;g,q), \forall g, \\ |q\Delta\phi| \leq \pi/4, 3\pi/4 \leq q\Delta\phi \leq 5\pi/4}} \sum_{g=0}^{G-1} \sum_{q=0}^{Q-1} r |A_{ss}(n; g, q)C(n; g, q)|^2 \\ & \text{Subject to } C(n; r, q) = e^{-\frac{(g\Delta r)^2}{2\sigma^2(q)}} \quad (2) \\ & \sum_{q=0}^{N-1} \sigma^2(q) \leq a, \end{aligned}$$

where a is the kernel volume ($1 \leq a \leq 5$). The current-time slice of the TFR is computed as one slice (at time n only) of the two-dimensional Fourier transform of the short time ambiguity function -kernel product, expressed as follows,

$$TFR(n, k) = \sum_p \sum_b A(n; p, b)C(n; p, b)e^{-j2\pi p/N_w} e^{-j2\pi b k/N_w}, \quad (3)$$

where n, k are discrete time and frequency variables, $n = 0, 1, 2, \dots, N_w - 1$, $k = 0, 1, 2, \dots, N_w - 1$, N_w is the length of the windowed signal, p and b denote the frequency shift (Doppler frequency) and the time lag. To evaluate the performance of the proposed optimal chirp-based kernel, the following signal is used,

$$\begin{aligned} s(n) = & \exp \left\{ j(0.15F_s) \cos(2\pi \frac{n}{F_s} + \pi) + j2\pi(0.25F_s) \frac{n}{F_s} \right\} + \\ & \exp \left\{ j2\pi \left[(0.1F_s) \frac{n}{F_s} + (0.2F_s) \frac{n^2}{F_s^2} \right] \right\} + \exp \left\{ j2\pi \left[(0.2F_s) \frac{n}{F_s} + (0.2F_s) \frac{n^2}{F_s^2} \right] \right\} \quad (4) \end{aligned}$$

The signals are sampled at the Nyquist rate, and then randomly shortened 50% to create the incomplete data to be processed. The two representatives of signal-independent and signal-dependent kernels, Choi-Williams and the RGK, are simulated with the same signals to get a visual comparison with our methods. The TF estimation result is shown in Figure 1. A parameter of concentration level ζ is used to access the accuracy of the resulting TFR [1]. The higher ζ , the more accurate the TF approximation. The windowed Choi-William kernel gives the worst performance as it lets much of cross-terms and missing sample artifacts go through ($\zeta = 0.5$). The RGK achieves concentration level of 1.64. The chirp-base adaptive optimal kernel give the best TFRs with the highest concentration level, $\zeta = 5.2$.

CONCLUSION

The paper has introduced a novel chirp-based adaptive optimal kernel method. The method obtains superior results when compared with traditional fixed kernels belonging to Cohen's class, and with previous signal-dependent kernel method, RGK, in the case of missing samples.

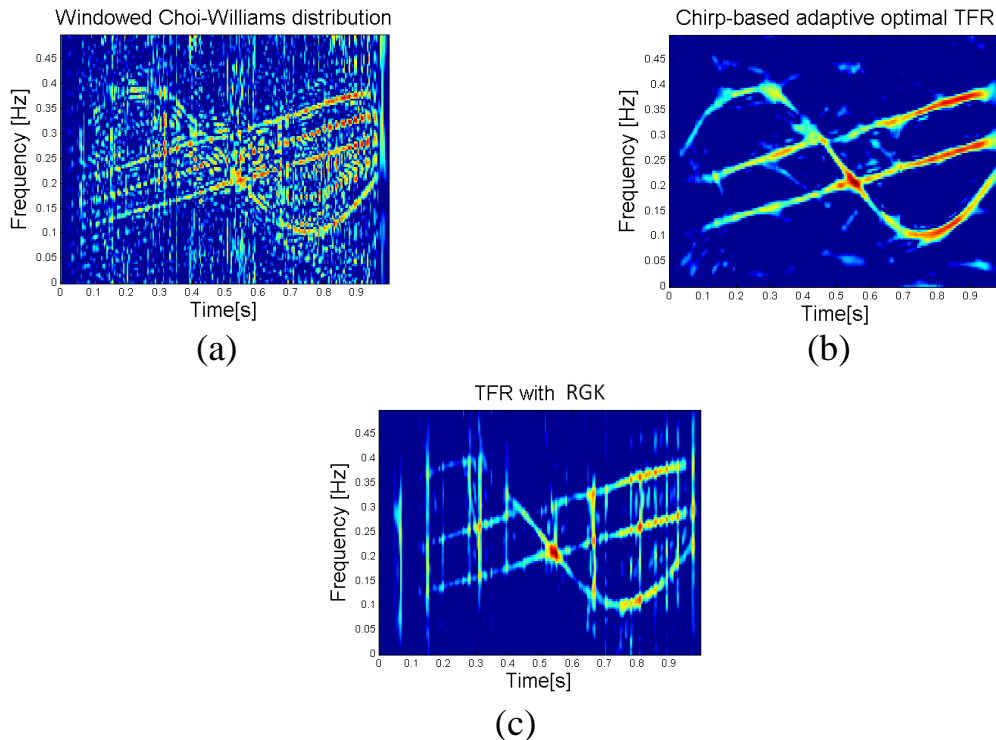


Figure 1. TFD obtained by (a) Windowed Choi-Williams distribution; (b) Chirp-based adaptive optimal kernel; (c) RGK of the signal (4) when 50% data missing.

References

1. Nguyen, Yen Thi Hong, et al. "Time-Frequency Distribution for Undersampled Non-stationary Signals using Chirp-based Kernel." 2018 5th NAFOSTED Conference on Information and Computer Science (NICS). IEEE, 2018.
2. R. G. Baraniuk and D. L. Jones, "A radially-gaussian, signal-dependent time-frequency representation," in *Acoustics, Speech, and Signal Processing*.

Анотація

Відсутні вибірки та випадкові вибірки нестационарних сигналів породжують артефакти, що поширюються як по частоті часу, так і по областях неоднозначності, що призводить до неточної оцінки час-частота. Скориставшись властивістю чірпіння та процесом оптимізації, у статті запропоновано метод, який дає хороший результат частотно-часові розподіли, коли ми маємо обмежений сигнал.

Ключові слова: щебетання, залежне від сигналу ядро, відсутній зразок.

Abstract

Missing samples and randomly sampled non-stationary signals give rise to artifacts that spread over both the time-frequency and the ambiguity domains, which results in inaccurate TF estimation. By taking advantage of chirp property and optimization process, the paper has proposed a method that gives good result of TFD when we have limited signal.

Keywords: chirp, signal- dependent kernel, missing sample.

THE DESIGN OF SIMULATOR FOR NONLINEAR JUNCTION DETECTOR

Vo Duy Phuc, Ph.D

*Faculty of Electronics and Telecommunication Engineering
University of Science and Technology - The University of Danang, Vietnam*

According to technology development of super minimal electronic device industry, semiconductor have been developed and minimized. Sometimes, these devices are illegally used as hidden device with the industrial information included top secret. The illegal hiding method is also being skillful and ingenious. To prevent secret leakage, hidden devices should be detected. In order to detect the hidden device easily, the development of nonlinear junction detector (NLJD) with high performance has been studied [1]. Objects, which are detected by using nonlinear junction detector, are composed of radio elements with nonlinear characteristics (micro scheme, transistors, diode...). The working principle of NLJD is based on analysing the spectral component of the response signal (RS) – multiple harmonics of the probing signal.

In the field of searching hidden device could turn on structure of corrosion origin type ‘metal – oxide – metal’ (MOM - structure). The caught in probing MOM-structure radiate nonlinear product in spectrum of RS, which creates

some difficulties in processes identification and detection hidden devices (HD). In the case of hidden devices, the levels of the second harmonics exceed to the level of third harmonics in 20 – 40 dB. In the case of MOM-structure, there is an inverse of the ratio. The CVC of semiconductor element in the part of HD is asymmetrical CVC and in the scattered MOM-structure is symmetric [2]. To improve the efficiency of detection by using NLJD, this paper presents the design of simulator, which is used to evaluate the maximum range, from the NLJD to object and successfully detected HD. To determine the maximum range of NLJD it is expedient to use the simulator based on two-wire planar spiral antenna (PSA) (Fig.

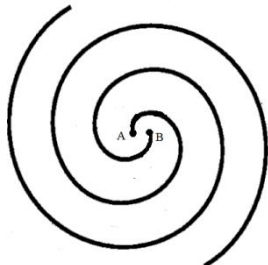


Fig. 1a. Two-wire PCA

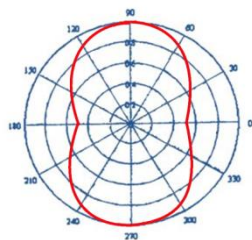


Fig. 1b. Diagram pattern of antennas for frequency $f=1\text{GHz}$

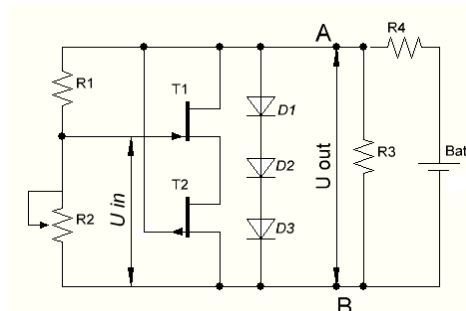


Fig. 2. The schematic of the load simulator

1a). The choice of such antenna system is based on the wide frequency band and elliptical polarization. Spiral antennas with overlap ratio in frequency from 1.5

to 10 allow forming the unidirectional width from 90° to 180° DP with the directional coefficient (DC) from 2 to 8 (Fig. 1b). The two-wire PSA simulator is designed in the frequency band from 0.8 to 3 GHz.

In Fig. 2, the gate of transistor T2 connected to the drain of transistor T1, and the gate of transistor T1 connected to the drain of transistor T2. When the voltage U_{out} is applied between the point A and B (Fig. 2), in the transistor T1 and T2 proceeds total current, the voltage U_{out} is distributed among them, moreover the drain – source voltage of one of these transistors is the gate – source voltage of the last transistor. For increasing the voltage U_{out} , in each transistors improves as the source – drain voltage, increase the current of transistor, and the gate – source voltage, decrease this current. The first mechanism predominates at the low voltages on element; the second mechanism predominates at increasing voltages. So the result is the bell-like CVC. So the result is the bell-like CVC. By applying a positive input voltage, the CVC of element moves along the axes of voltage U_{out} and at the same time the current increases. By using diodes D1-D3 in the circuit, shown in Fig. 2, the CVC of nonlinear loading for PSA will receive N-like form, shown in Fig. 3. From the result in Fig. 3, by using the approximation method, the following function is received:

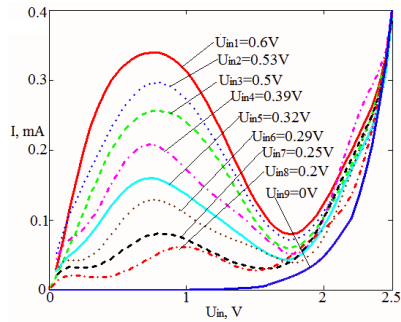


Fig. 3. The family curves of N-like CVC

where γ_{st} - deformation parameter of the concave area, which meets the input voltage varies in the interval from 0 to 1. U_N – normalized voltage, ranges from 0 to 1. Research the efficiency of the detection and identification of HD relates to the threshold correlation L of the levels of the second and third harmonics of RS. The ratio (%) of the total square of the area, in which satisfy the condition $I_{2N}/I_{3N} > L$ and all square of the test field (γ_{st}, U_{mN}) determines the probability of the correct identification of the simulator of RED by using the threshold L for fixing bias voltage U_{0N} (shown in Fig. 4).

$$F_1(\gamma_{st}, U_N) = (e^{8U_N^2} - 1) \cdot 3,2 \cdot 10^{-4} + 3,45 \cdot \gamma_{st} \cdot U_N \cdot e^{(-5,4U_N^2 + \gamma_{st}^3 \cdot U_N)}$$

where γ_{st} - deformation parameter of the concave area, which meets the input voltage varies in the interval from 0 to 1.

U_N – normalized voltage, ranges from 0 to 1.

Research the efficiency of the detection and identification of HD relates to the threshold correlation L of the levels of the second and third harmonics of RS. The ratio (%) of the total square of the area, in which satisfy the condition $I_{2N}/I_{3N} > L$ and all square of the test field (γ_{st}, U_{mN}) determines the probability of the correct identification of the simulator of RED by using the threshold L for fixing bias voltage U_{0N} (shown in Fig. 4).

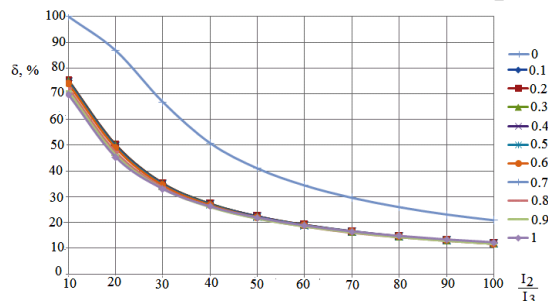


Fig. 4. The reliability of detection HD by using the threshold L at $U_{0N} = 0.78$

$U_{0N} = 0.2$ and $\gamma_{st} \neq 0$, for which at the distance l_{max} fixed the value of I_2/I_3 .

When $I_2/I_3 > L$, increasing the threshold L . When $I_2/I_3 < L$, decreasing the threshold L . When $I_2/I_3 \approx L$, fixing the current threshold $L = L_T$ and the maximum distance $l_{\max} = l_{\max T}$. So, we can evaluate the maximum range of each NLJD. Besides that, this simulator could be used in the certification of NLJD.

Thus, the certification of NLJD can be done by using the simulator on the basis of a PSA with the package of active semiconductor in the load. The proposed simulator can change their scattering properties, to determine the maximum range of the reliable detection simulator.

Conclusions

NLJD is widely used in the technical protection information, for searching HD. The use of NLJD based on the property of the radio electronics device (spectral analyse of the response signal). For the reliable detection HD we use the method of identification the nonlinear objects by the ratio of the levels of harmonics.

By using the NLJD meet the high requirements of reliability of the detection HD. Certification NLJD involves the use of simulator with broadband, circular or elliptical polarization and directional transmission power. In the capacity of the certification of the simulator is proposed to use the scatter on the basis of two-wire flat spiral antenna with the "controlled" of non-linear load. The loads of simulator are semiconductor elements with N-like current-voltage characteristics (CVC). The certification of NLJD involves experimental determination of the maximum range of reliable detection simulator in different modes of the scatter of the signal response.

References

1. Audiotel International Limited, "Non-linear junction detector," U.S. 01360667, 11.12, 2003
2. T. Jones. Overview of nonlinear location technology Special equipment. 1998, № 5.
3. Зінченко М.В., Во Зуй Фук, Зінковський Ю.Ф.. Дослідження спектральних характеристик розсіюючих МОМ-структур в нелінійній локації// Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. - 2017. - № 70. - с.11-16.

Анотація

Запропонована конструкція симулятора, направлена на підвищення надійності виявлення прихованих пристроїв для розрахунку використання нелінійних переходів детектора. Слідом за вчинення особливостей змін параметрів вхідних параметрів з метою підвищення ефективності нелінійного радіолокатора.

Ключові слова: Нелінійний радіолокатор МОМ - структура, приховане пристрій.

Abstract

The proposed design of simulator aims to improve the reliability of the detection hidden devices by using Nonlinear Junction Detector. The features of changes of the parameters of the input parameters should be considered in order to improve the efficiency of NLJD.

Keywords: NLJD, MOM – structure, hidden device.

НЕЛІНІЙНИЙ ПЕРЕХІД МЕТАЛ-ОКСИД ЯК БАЗОВИЙ ФАКТОР ПІДВИЩЕННЯ ДАЛЬНОСТІ РОБОТИ ІДЕНТИФІКАТОРА МЕТАЛІВ

*Абрамович А. О.; Піддубний В. О., к.т.н., с.н.с.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна*

Однією з важливих задач розвитку вихрострумівих пристроїв є розширення робочої зони (глибини) виявлення та ідентифікації металевих об'єктів. За звичай вона визначається конструкцією антенної системи, потужністю сигналу зондування та чутливістю вхідного тракту пристрою. Ці характеристики визначені конкретними параметрами пристрою та можуть бути змінені лише переробкою пристрою зондування.

Відомі також пристрої нелінійної радіолокації, які використовуються для пошуку прихованих електронних пристроїв, та побудовані на ефекті виникнення нових гармонік при опроміненні передавальною антеною приміщення на одній частоті та прийому сигналу антеною налаштованою на іншу вищу частоту. У разі наявності якогось закладного пристрою антена приймає перевипромінений від нього сигнал, що дозволяє його знайти [1].

Нами пропонується для розширення робочої зони вихрострумівого пристрою (ідентифікатора металів) використати нелінійність переходу метал-оксид, який виникає при окисленні металу в іншому середовищі, що містить кисень (грунті). Більшість металів, що знаходяться у ґрунтах окислюються, на їх поверхні виникає корозійний шар, наприклад зелені, бурі, чорні плями на мідних виробках. Така структура (метал-оксид) може розглядатися як різновид електричного переходу. Цей перехід є нелінійним елементом.

Відомо [1], що при подачі на такий перехід, що має нелінійну вольт-амперну характеристику, імпульсного сигналу з частотою f_1 виникають коливань на інших частотах $f_{vyh} = n \cdot f_1$; $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$, які кратні частоті f_1 .

В опроміненій передавальною антеною зоні, на якій іде виявлення металевих об'єктів, окислений метал стає вторинним джерелом випромінювання і перевипромінює сигнал на частотах $2 \cdot f_1, 3 \cdot f_1, \dots, n \cdot f_1$. Це дозволяє приймальній антені, яка налаштована на частоту $2 \cdot f_1$ на більшій відстані від прихованого металу отримувати сигнал і, як результат, його виявляти.

Нехай, нелінійна характеристика переходу метал-оксид описується квадратичним поліномом [1]: $I(U) = a_0 + a_1U + a_2U^2$. Класична залежність струму та частоти коливань, що виникають в нелінійному елементі, при подачі синусоїдального сигналу типу $e(t) = U_0 \cos(\omega_0 t)$ має:

$$i_0(t) = I[U(t)] = a_0 + a_1(U_0 \cos(\omega_0 t) + E_0) + a_2(U_0 \cos(\omega_0 t) + E_0)^2 =$$

$$= a_0 + a_1 U_0 \cos(\omega_0 t) + a_1 E_0 + \frac{1}{2} a_2 U_0^2 + \frac{1}{2} a_2 U_0^2 \cos(2\omega_0 t) + 2a_2 U_0 E_0 \cos(\omega_0 t) + a_2 E_0^2$$

Для ефективного формування сигналу гармонік необхідно вибрати робочу точку на вольт-амперній характеристиці так, щоб відбувалася відсічка сигналу.

Для цього потрібно сформувані імпульсні сигнали. В цьому випадку струм, що протікає через нелінійний елемент характеризується амплітудою та кутом відсічки θ [1].

$$i = S U_{ex}, \quad U_{ex} \leq U_3 \quad i = 0 \quad S U_{ex} = I$$

$$i(\omega t) = S U_{ex} \cos(\omega_0 t) - I \cos(\theta) = I(\cos(\omega_0 t) - \cos(\theta))$$

$$i(\omega t) = I_{max} = I(1 - \cos(\theta))$$

$$I = \frac{I_{max}}{1 - \cos(\theta)} \quad i(\omega t) = \frac{\cos(\omega_0 t) - \cos(\theta)}{1 - \cos(\theta)}$$

де S – крутість ВАХ нелінійного елемента.

Тоді: $i = I_0 + I_1 \cos(\omega_0 t) + I_2 \cos(2\omega_0 t) + \dots + I_n \cos(n\omega_0 t) + \dots$

Струм на частотах кратних зондувальній залежить від значення кута відсічки θ .

Для підтвердження цього ефекту проведені дослідження з допомогою ідентифікатора металів, принцип дії та конструкція якого описані в [2]. Він має передавальну та приймальну антени (LC контури), що працюють на частоті 6600 Гц.

Антени налаштовані так, щоб при відсутності металевого об'єкту (МО) з передавальної на приймальну антену наводився сигнал частоти f_1 мінімальної амплітуди. Внесений в поле антен МО, завдяки його опорі $Z(\omega) = R + j\omega L$, змінює амплітуду та фазу сигналу у приймальній антені. Для збільшення амплітуди сигналу відгуку потрібно збільшити сумарний опір зразка, що призведе до збільшення відстані виявлення металу, Активний опір металевого предмета змінити не можна, а реактивний можливо шляхом змін частоти опромінення.

Для опромінення металів (підсвітки) нами використано третю антену, що працює на частоті 3300Гц і яка випромінює імпульсний сигнал з тривалістю імпульсу 200 нс. Результати наступні (табл.1).

Таблиця 1

| Металевий предмет | Дальність виявлення без «підсвічування» | Дальність виявлення з «підсвічуванням» |
|-------------------|---|--|
| Мідь окислена | 80мм | 120мм |
| Мідь без окислів | 80мм | 80мм |

Таким чином при опроміненні окислених металів імпульсним сигналом з частотою 3300 Гц а прийомом сигналу відгуку на частоті 6600 Гц збільшується відстань їх виявлення.

Такий підхід дозволяє збільшити глибину виявлення металевих окислених об'єктів при зондуванні великих територій третьою допоміжною антеною. Як допоміжну опромінювальну антену можна використати петлю великих розмірів, розміщену по периметру зони зондування. В середині цієї зони буде проводитися пошук ідентифікатором металів. Отримане рішення задачі збільшення глибини виявлення може бути використано при пошуку вибухонебезпечних предметів, об'єктів в археології та при геологічних розвідках пластів металів.

Перелік посилань

1. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. – М.: Радио и связь, 1982.
2. Abramovych A. O. Application of spectral analysis for distinguishing metals by signals from eddy current converters / A. O. Abramovych, V. O. Poddubny // The East European Journal of Advanced Technology, Kharkiv.– 2017. – Vol. 89 (No. 5). – P. 51-57) DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2017.110177>

Анотація

Запропоновано метод збільшення глибини виявлення металевих об'єктів шляхом використання нелінійних властивостей окислених металів. Структура метал-оксид, що виникає в металевих об'єктах, які знаходяться в середовищі, що містить активний кисень, розглядається як електричний перехід, що має нелінійну вольт-амперну характеристику. Це дозволяє ідентифікувати метал на частотах кратних частоті опромінення. Наводяться результати досліджень, що підтверджують працездатність запропонованого методу.

Ключові слова: ідентифікатор металів, нелінійний елемент, виявлення металів.

Abstract

A method for increasing the depth of detection of metal objects by using the nonlinear properties of oxidized metals is proposed. The metal oxide structure that occurs in metal objects that are in an environment containing active oxygen is considered to be an electrical transition that has a nonlinear volt-ampere characteristic. This allows you to identify the metal at frequencies multiples of the irradiation frequency. The results of researches confirming efficiency of the offered method are resulted.

Keywords: metal identifier, nonlinear element, metal detection.

ВЕЙВЛЕТ-АНАЛІЗ ДЛЯ ВІБРОАКУСТИЧНОЇ ДІАГНОСТИКИ МЕХАНІЗМІВ ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ

*Балахонова Н. О., к.ф.м.н., старший викладач;
Войтко А. С., бакалавр з комп'ютерних наук
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна*

Вейвлети вивчаються наукою та знаходять досить широке розповсюдження у техніці. Виникає потреба в розробці алгоритмів для обробки сигналів та їх програмній реалізації. Вже існує спеціалізоване програмне забезпечення для здійснення математичних розрахунків (Mathcad, MatLab, Mathematica), в якому реалізовано вейвлет-перетворення сигналів. Проте через пропрієтарність такого програмного забезпечення, його обмеженість в обсягах обчислень і труднощів реалізації досить складних алгоритмів, складностей створення програмного пакету на достатньо простій високорівневій мові програмування зі зручним інтерфейсом для обробки діагностичних сигналів за допомогою вейвлет-аналізу є актуальною задачею.

Проблематика діагностики механізмів є актуальною, оскільки вчасно виявлені дефекти та ушкодження здатні запобігти потенційним неполадкам і поломкам спеціалізованого обладнання, виникненню загрози здоров'ю і життю людей [1]. Діагностика технологічного обладнання вирішує значну кількість задач і функцій. Серед основних виділяють такі: забезпечення надійності функціонування, підвищення рівня якості та безпечності роботи механізмів. Належним чином проведене обстеження механізмів заощаджує витрати матеріальних ресурсів на обслуговування і проведення планових ремонтних робіт. Завдяки використанню діагностики можна надати оцінку дійсному стану обладнання у певний момент часу.

Крім того, діагностика надає змогу досить точно локалізувати потенційно можливе або вже існуюче пошкодження механізму. За показниками функціонування механізму можна оцінити характеристики та ефективність його роботи. Загальне оцінювання технічного стану об'єкту визначає наскільки довго можлива його експлуатація.

Основними групами методів діагностики технічного обладнання є такі [2]: органолептичні; вібраційні; акустичні; теплові; магнітно-порошкові; вихрові; ультразвукові. З вищезазначених методів технічної діагностики, на наш погляд, більш доцільним є метод віброакустичної діагностики.

Існуючі методи віброакустичної діагностики базуються на аналізованні спектрів механічних коливань (здійснюється аналіз як самого спектру, так і його зміни в часі), фазових кутів коливань, хвиль коливань, спектрів обвідної високочастотної вібрації тощо. Загальний аналіз цих характеристик і порівняння з базовими значеннями, отриманими емпірично або на основі теоретичних розрахунків, не тільки надає можливість прогнозувати

стан вузла, але і вказує на тип наявної вже несправності.

Сучасні методи обробки цифрових сигналів поділяються за такими ознаками [3]: частотні (Фур'є-аналіз); часові (статистичні характеристики сигналу – середнє значення, середнє статистичне відхилення тощо); частотно-часові (віконне перетворення Фур'є, вейвлет-перетворення). Для обробки періодичних сигналів використовують, зазвичай, перетворення Фур'є. Але в задачах віброакустики надають перевагу вейвлет-аналізу.

Задача дослідження – зімітувати роботу віброакустичної діагностики за допомогою кулерів. Чотири з п'яти кулерів мають ушкодження однієї лопаті різної тяжкості (5%, 25%, 50%, 75%, 100%). Для цього необхідно виконати таких дії:

- записати звук працюючих кулерів з дефектами та без дефектів;
- обрати програмний пакет, в якому реалізовані, як дискретні, так і неперервні вейвлет-перетворення;
- розробити алгоритм для технічної діагностики кулерів на основі теорії вейвлет-аналізу;
- проаналізувати отримані аудіограми за допомогою розробленого програмного пакету.

Неперервне вейвлет-перетворення – перетворення, що відображає дану числову функцію $f(t)$ визначену на осі часу змінної t , в функцію

$$\omega(a, b) = a^k \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt,$$

де $\psi(t)$ – дійсна або комплексна функція, задовольняюча умовам вейвлета.

Початкова функція може бути відновлена за допомогою зворотного перетворення:

$$f(t) = \frac{1}{C_{\psi}} \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \omega(a, b) \frac{dad b}{a^2},$$

$$\text{де } C_{\psi} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\psi(x)}{|\omega|} d\omega < \infty,$$

$\psi(x)$ – фур'є-образ аналізуючого вейвлета.

Неперервне вейвлет-перетворення являє собою розкладання сигналу за всіма можливими здвигами та стисканнями, розтягування деякої локалізованої функції(вейвлета) [5]. У ході дослідження отримано статистичні характеристики вейвлет-спектру Добеші. Звук для діагностики записувався на ноутбук ACER на 2 канали з розрядністю 16 біт та частотою дискретизації 44100 Гц за допомогою аудіокарти Realtek High Definition Audio та мікрофону веб-камери SVEN IC-930. Відстань між ноутбуком та кулерами: 1 м. Відстань між веб-камерою та кулерами: 0.2 м. Результат на рис. 1.

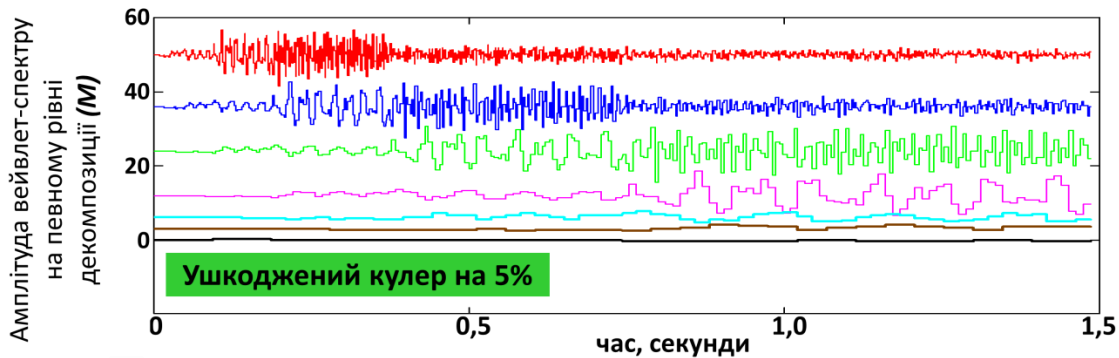


Рисунок 1. Дослідження вейвлет-спектрів Добеші четвертого порядку для ушкодженого кулера

У роботі оцінено ефективність роботи алгоритму вейвлет-аналізу для віброакустичної діагностики на розробленому програмному забезпеченні на високорівневій мові програмування Python за часом виконання алгоритму, розміру файлів, сумісності, зручності та надійності.

Перелік посилань

1. Дробик О. В. Цифрова обробка аудіо- та відеоінформації у мультимедійних системах : Навч. посібник / В. В. Кідалов, В. В. Коваль, Б. Я. Костік, В. С. Лазебний, Г. М. Розорінов, Г. О. Сукач // – Київ: Наукова думка, 2008. – 144 с.
2. Клюев В. В. Технические средства диагностирования : Справочник / В. В. Клюев, П. П. Пархоменко, В. Е. Абрамчук. – Москва: Машиностроение, 1989. – 672 с.
3. Дробик О. В. Цифрова обробка аудіо- та відеоінформації у мультимедійних системах : Навч. посібник / В. В. Кідалов, В. В. Коваль, Б. Я. Костік, В. С. Лазебний, Г. М. Розорінов, Г. О. Сукач. – Київ: Наукова думка, 2008. – 144 с.
4. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам / И. Добеши. Москва: РХД, 2001. – 28-33 с.

Анотація

Запропоновано використання вейвлет-аналізу для віброакустичної діагностики механізмів обертального руху. Доведено можливість виявлення дефектів та ушкоджень механізмів для запобігання потенційних неполадок складних електромеханічних приладів. Наведено неперервне вейвлет-перетворення для тестового механізму.

Ключові слова: вейвлет, віброакустична діагностика, вейвлет-спектр Добеші.

Annotation

The use of wavelet analysis for vibroacoustic diagnostics of rotational motion mechanisms is proposed. The possibility of detecting defects and damage to mechanisms to prevent potential malfunctions of complex electromechanical devices has been proven. Continuous wavelet transform for the test mechanism is presented.

Key words: wavelet, vibroacoustic diagnostics, Daubechies wavelet spectrum.

АНАЛІЗ ТОЧНОСТІ ПОЗИЦІОНУВАННЯ БПЛА НА ЗОБРАЖЕННІ З ВИКОРИСТАННЯМ КОРЕЛЯЦІЙНО-ЕКСТРЕМАЛЬНОГО МЕТОДУ

Герасименко А. О., аспірант; Жук С. Я., д.т.н., професор
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна

Важливою складовою системи комплексного захисту від безпілотного літального апарату (БПЛА) є системи відеоспостереження [1]. Для реалізації супроводу малорозмірних рухомих об'єктів застосовується кореляційно-екстремальний метод [2,3], який має високу ефективність в силу непрямого використання не тільки характеристик яскравості об'єктів, але й їх форми та положення. В основу методу закладено принцип зіставлення зображень, шляхом обчислення їх взаємної кореляційної функції. Представляє інтерес аналіз впливу некорельованого шуму і геометричних спотворень на точність позиціонування БПЛА на зображенні.

Аналіз виконано шляхом статистичного моделювання у середовищі Матлаб. На рис. 1 показані вихідні тестові зображення БПЛА різного розміру.



Рис.1 Зображення еталону а) 50 на 30 пікселів, б) 25 на 15 пікселів, в) 10 на 6 пікселів

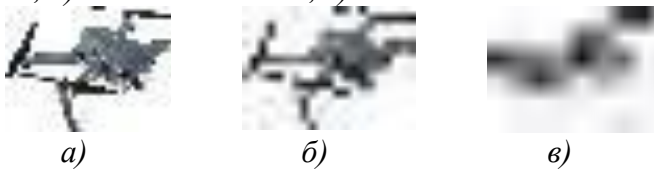


Рис.2 Зображення повернуте на 45° а) 50 на 30 пікселів, б) 25 на 15 пікселів, в) 10 на 6 пікселів

Вони отримані на основі зображень у форматі JPEG, які були пронормовані до інтервалу $[0,1]$ і представлені у форматі з плаваючою крапкою. Дані зображення використовуються для аналізу точності позиціонування при переміщеннях БПЛА у випадку, коли еталонне зображення є ідеальним, а також спотвореним завадою. В якості завади використовувався дискретний білий гаусівський шум з дисперсією σ_n^2 . На рис. 2 показані зображення БПЛА різного розміру, які отримані з відповідних зображень рис.1, шляхом їх повороту на 45 градусів. Дані зображення використовуються для аналізу точності позиціонування при переміщеннях БПЛА і наявності геометричних спотворень.

Строб з еталонним зображенням мав форму прямокутника, в центрі якого знаходилось зображення БПЛА. Його сторони були в три рази більше ніж сторони тестового зображення БПЛА. Спостережуване зображення мало ті ж розміри, що і строб. Але в кожному випробуванні тестове зображення БПЛА в ньому розташовувалось рівноймовірно.

Взаємна кореляційна функція розраховувалась з використанням спектральних перетворень [3] на основі дискретного перетворення Фур'є. Дослідження проводилося при різних вхідних відношення сигнал/шум

$$q = \sigma_D^2 / \sigma_n^2, \quad (1)$$

де σ_D^2 - дисперсія зображення БПЛА.

Методом Монте-Карло по 10000 реалізацій оцінювалось СКВ σ_X і σ_Y похибок позиціонування БПЛА по осям X і Y. З метою порівняння точності позиціонування для різних тестових зображень розраховувались нормовані СКВ $\bar{\sigma}_X$ і $\bar{\sigma}_Y$ похибок позиціонування БПЛА по формулам

$$\bar{\sigma}_X = 2\sigma_X / l_X, \quad \bar{\sigma}_Y = 2\sigma_Y / l_Y, \quad (2)$$

де l_X, l_Y - розміри спостережуваних зображень по відповідним осям.

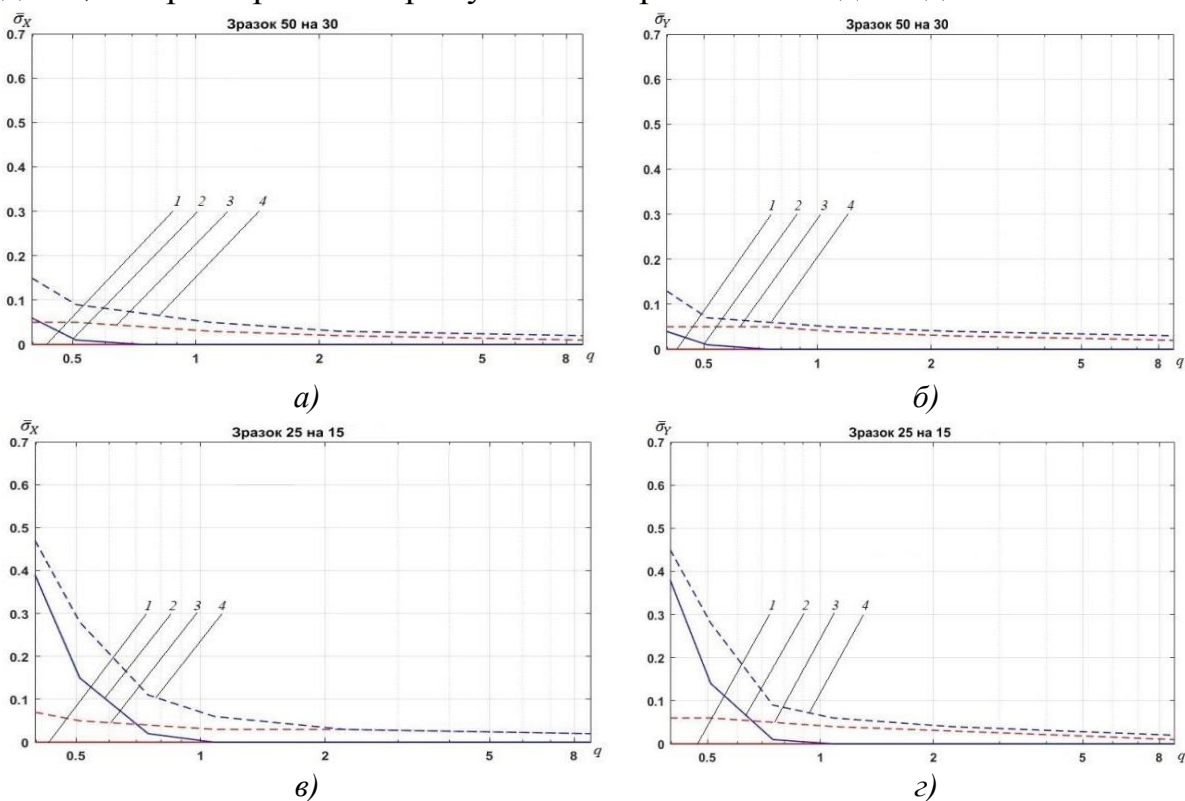


Рис 3. Результати експериментів для зображень а),б) 50 на 30 пікселів, в),г) 25 на 15 пікселів, (1 - без шуму еталону, без повороту зображення, 2 - з шумом еталону, без повороту зображення, 3 – без шуму еталону, з поворотом зображення, 4 – з шумом еталону, з поворотом зображення)

Результати моделювання наведено на рис.3. Криві 1 і криві 2 – характеризують ситуації коли еталонне зображення є ідеальним і спотворене завадою відповідно при відсутності повороту зображення БПЛА, що спостерігається, а криві 3 і криві 4 – при наявності повороту. Як впливає з кривих 1 кореляційно-екстремальний метод забезпечує субпіксельну точ-

ність оцінювання. Зашумленість еталонного зображення призводить до появи шумової складової похибки позиціонування, яка значно зростає при зменшенні розмірів зображення і відношення сигнал-шум q .

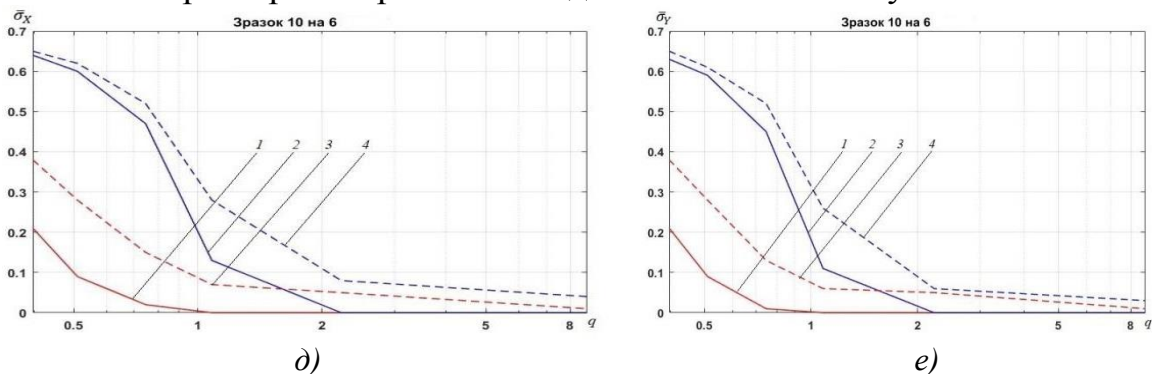


Рис 3. Результати експериментів для зображень д), е) 10 на 6 пікселів; (1 - без шуму еталону, без повороту зображення, 2 - з шумом еталону, без повороту зображення, 3 – без шуму еталону, з поворотом зображення, 4 – з шумом еталону, з поворотом зображення)

Поворот спостережуваного зображення БПЛА відносно еталонного посилює зростання похибки позиціонування при зменшенні відношення сигнал-шум q . Отримані результати дають можливість визначати умови прийняттого визначення положення БПЛА та вірогідні умови, коли супровід БПЛА буде зірвано, що в свою чергу дозволяє з'ясувати умови ефективного використовувати кореляційно-екстремальних систем супроводження БПЛА в системах відеоспостереження.

Перелік посилань

1. Алгоритмическое обеспечение оптико-электронных систем комплекса защиты объектов от беспилотных летательных аппаратов / В. А. Бондаренко, Г. Э. Каплинский, В. А. Павлова, В. А. Тупиков. // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2018. – С. 15–27.
2. Баклицкий В.К. Корреляционно-экстремальные методы навигации и наведения. – Тверь: ТО «Книжный клуб», 2009. – 360 с.
3. Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Балашов О.Е., Степашкин А.И. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов // Обработка изображений и управление. – М.: Радиотехника. – 2008. – 176 с.

Анотація

Шляхом статистичного моделювання проведено аналіз впливу некорельованого шуму і геометричних спотворень на точність позиціонування безпілотного літального апарату (БПЛА) на зображенні з використанням кореляційно-екстремального методу.

Abstract

The analysis of the influence of uncorrelated noise and geometric distortions on the positioning accuracy of the unmanned aerial vehicle (UAV) on the image using the correlation-extreme method is performed by statistical modeling.

ПРОГРАМА РОЗРАХУНОКУ ДІАГРАМИ ЗВОРОТНЬОГО РОЗСІЮВАННЯ 3D МОДЕЛЕЙ

Головін В. А., к.т.н., доцент

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

Для програмної реалізації алгоритму, описаного нижче, було обрано середовище розробки MATLAB, тому що воно найбільш адаптоване для роботи з масивами даних, має високорівневу графіку, велику бібліотеку функцій, систему для побудови графічних інтерфейсів GUIDE, App Designer.

Наближені методи моделювання вторинного електромагнітного поля.

До групи наближених методів моделювання поля вторинного випромінювання відносять методи геометричної оптики, фізичної оптики, геометричної теорії дифракції, фізичної теорії дифракції.

Вони дозволяють отримувати досить точні моделі, що задовольняють потребам моделювання систем, при обмеженні обчислювальних ресурсів.

У зв'язку з цим для вирішення завдань моделювання поля вторинного випромінювання об'єктів складної просторової конфігурації, був застосований метод фізичної оптики і його окремих випадків, метод Гюйгенса-Френеля для вирішення дифракційних задач розсіювання електромагнітних полів.

Принцип Гюйгенса-Френеля говорить про те, що кожна точка, що взаємодіє з електромагнітним полем, є джерелом вторинного електромагнітного поля сферичної форми. Поле в будь-якій точці простору є результатом інтерференції когерентних вторинних хвиль з урахуванням їх фаз і амплітуд.

Нехай S – хвильова поверхня, P – точка спостереження.

Поле в точці P , що виникає в результаті відбиття хвилі від площі dS , можна виразити як

$$dE = r(\varphi) \frac{a_0 dS}{r} \cos(\omega t - kr + \alpha_0), \quad (1)$$

де $k(\varphi)$ – функція залежності амплітуди dE від кута між нормаллю до площини dS і напрямком на точку P ; a_0 – амплітуда коливання на поверхні dS ;

ω – кругова частота; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – хвильове число.

Результуюче поле в точці P :

$$E = \int_s dE = \int_s k(\varphi) \frac{a_0}{r} \cos(\omega t - kr + \alpha) dS \quad (2)$$

Поле для трикутної грані

$$\vec{E}_s(r, \theta, \phi) = \frac{-jkZ_0}{4\pi r} e^{-jkr} \iint_A \vec{J}_s e^{jkg} ds_p, \quad (3)$$

де \vec{J}_s – поверхневий струм, ds_p – диференціал площі поверхні, Z_0 – внутрішній опір простору, що оточує тіло.

Наближення фізичної оптики використовується для розрахунків поверхневих струмів на фацеті, а ряд Тейлора використовується для обчислення розсіяного поля.

Побудова моделей. Сучасні 3D сканери дозволяють отримати точні моделі об'єктів та зберегти їх в різних форматах. Програмне забезпечення сканера використовується для зшивання фрагментів моделі, фільтрації та запису в файл заданого типу. Можлива побудова моделі в редакторах для роботи з 3D графікою, в графічному редакторі побудованому в MatLab з набору готових примітивів.

Для опису геометрії об'єкта в тривимірному просторі використовуються так звані «фацетні» моделі. Фацетом називається трикутник, описаний в тривимірному просторі координатами трьох точок: $P_1(x_1, y_1, z_1), P_2(x_2, y_2, z_2), P_3(x_3, y_3, z_3)$ та одиничного вектору нормалі $\vec{n}_{P_i}(x, y, z)$, який характеризує орієнтацію фацета в просторі. Повний набір фацет моделі зберігається в текстовому форматі STL (Stereo Lithography), кількість та розмір фацет визначають точність моделі тривимірного об'єкту.

STL файл моделі конвертується в внутрішній формат програми MatLab, до кожної фацетки додається індикатор включення її розрахунки чи ні, який використовується при затіненні іншою частиною об'єкту.

Програма дозволяє користувачеві використовувати два методи завдання матеріалів кожної грані.

Перший. По відомим параметрам матеріалу (відносна електрична проникність та відносна магнітна проникність) розраховується опір поверхні грані R_s . Коли $R_s=0$, поверхня є ідеальним електричним провідником (Perfect electric conductor — PEC). Якщо $R_s \rightarrow \infty$ поверхня стає прозорою (>1000).

Другий. З наукової літератури зібрані параметри відомих матеріалів і створена база даних матеріалів, де прописана назва матеріалу та його параметри, яку можна поповнювати параметрами матеріалів власної розробки.

Варіанти завдання матеріалу[1]: ідеальний метал PEC; композитний матеріал; шар композитного матеріалу на PEC; декілька шарів; декілька шарів на PEC.

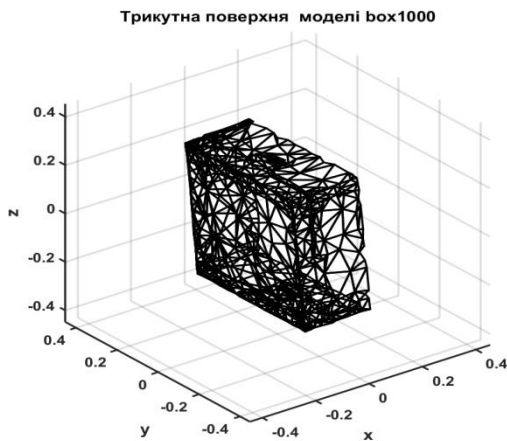
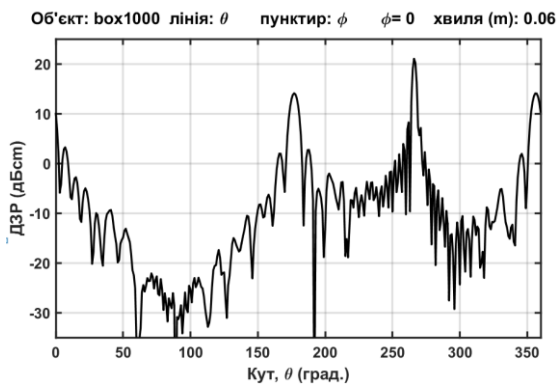


Рис.1. 3D модель

На рис. 1 показана модель ящика в якого відсутня одна бокова поверхня (по координаті $x > 0.25$) з 1000 факет. Відповідно на цій стороні відсутнє відбиття сигналу. На рис. 2.(а) побудована діаграма розсіювання по куту θ починаючи з центру верхньої точки ящика і почасовій стрілці. В інтервалі 40-120 градусів рівень сигналу на рівні шумів. На рис. 2. (б) графік рівня сигналу в точці 0 градусів по θ в діапазоні частот.



а)



б)

Рис. 2 Розрахунок діаграми зворотного розсіювання а – куту θ , по висоті, б – в діапазоні частот

Графічний інтерфейс програми розроблено в GUIDE.

Програма дозволяє розраховувати діаграми зворотного розсіювання 3D моделей складних об'єктів, має графічний інтерфейс, контроль введених даних. Для підвищення швидкодії використовуються паралельні обчислення розглядаються можливості обчислень в графічних процесорах (GPU)

Перелік посилань

1. https://www.who.edu/cms/files/lecture04_21266.pdf

Анотація

В роботі розглянуті основні алгоритми та можливості програми в середовищі MatLab для розрахунків діаграми зворотного розсіювання.

Ключові слова: діаграма, поле, розсіювання, програма.

Abstract

The main algorithms and possibilities of the program in the MatLab environment for calculations of the backscattering diagram are considered in the work.

Keywords: diagram, field, scattering, program.

РОЗРОБЛЕННЯ СТРУКТУРИ СМАРТ-СИСТЕМИ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ЯКІСНИХ ПАРАМЕТРІВ ПИТНОЇ ВОДИ В РЕЖИМІ РЕАЛЬНОГО ЧАСУ

Гонсьор О.Й. к.т.н., доцент,

Національний університет «Львівська політехніка», Львів, Україна

Забезпечення якості та безпечності питної води є актуальною проблемою, оскільки в умовах сьогодення існує безліч джерел забруднень, більшість з яких створені людиною. Також вагомою причиною проблем якості води є надмірна експлуатація природних ресурсів [1].

Тому розроблення смарт-системи моніторингу якісних параметрів питної води в режимі реального часу є актуальною та необхідною умовою забезпечення її якості. Це дасть змогу оперативно реагувати на відхилення показників якості від встановлених вимог та одночасно інформувати споживачів про якість питної води, яка їм постачається [2].

На рис. 1 відображено структуру потоку даних, що відбувається в смарт-системі моніторингу якості питної води [3].



Рис. 1 Діаграма потоків даних

На рис. 2 відображено запропоновану тривірневу систему моніторингу

якості питної води, ПБЗ – пристрій бездротового зв'язку; ВЛ – випробувальна лабораторія.

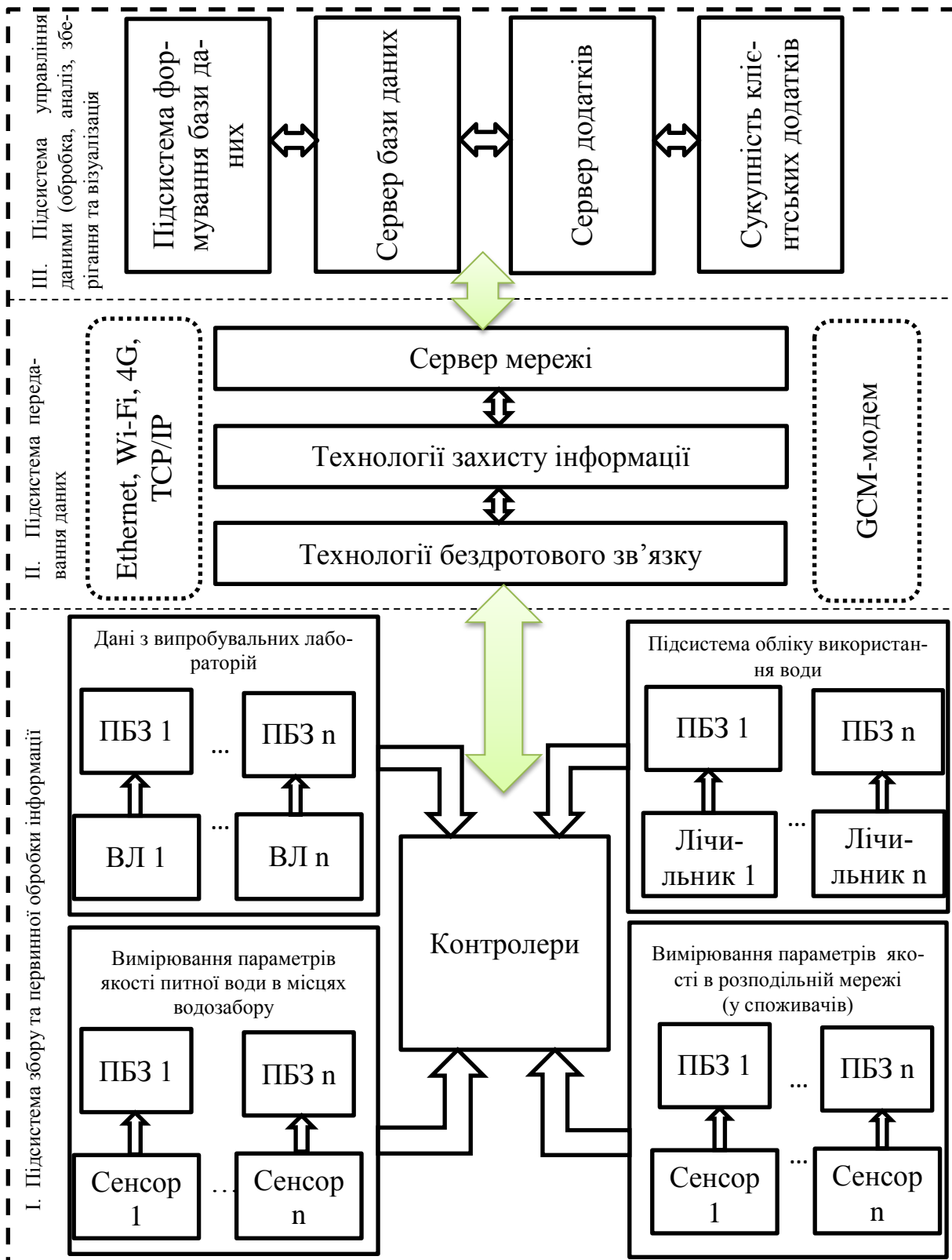


Рис. 2 Архітектура тривірневої системи моніторингу якісних параметрів питної води в режимі реального часу

В запропонованій смарт-системі моніторингу якості питної води наявні три підсистеми.

Підсистема збору та первинної обробки інформації складається з систем багатопараметричних сенсорів та додаткових пристроїв бездротового зв'язку для передачі інформації від сенсора до контролера. Контролер збирає дані та обробляє їх.

Підсистема передавання даних складається з пристроїв бездротового зв'язку разом із вбудованими функціями захисту, які передають дані від контролера в хмару для зберігання даних.

Підсистема управління даними включає програму, яка отримує доступ до хмари зберігання даних і відображає її кінцевому користувачеві.

Перелік посилань

1. Енергетика: історія, сучасність і майбутнє / за ред. І. Плачкова. – Книга 5. Електроенергетика та охорона навколишнього середовища. Функціонування енергетики в сучасному світі [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://energetika.in.ua/ua/books/book-5/part-4/section-3>.

2. S. Geetha and S. Gouthami Internet of things enabled real time water quality monitoring system // Smart Water (2017) 2:1. 19 p. [електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://www.researchgate.net/publication/318736646>.

3. Shital Samadhan Palwe, Jitendra D. Bhosale The Real Time Water Quality Monitoring System Based On IoT Platform // Computer Science. International journal of scientific research in science, engineering and technology. – 2018. [електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.semanticscholar.org/paper>.

Анотація

Смарт-системи моніторингу якості та витрат енергоресурсів в режимі реального часу інтенсивно розвиваються та використовуються. Зокрема, актуальним є їх впровадження в системи забезпечення якості питної води. Представлена трирівнева смарт-система передбачає опрацювання результатів тестування зразків води із джерел водопостачання, із розподільної мережі, даних, отриманих із випробувальних лабораторій та із систем обліку витрат води. Важливим аспектом є передавання отриманих результатів до споживачів з допомогою технологій бездротового зв'язку.

Ключові слова: смарт-система, питна вода, якість, сенсори, безпровідні технології.

Abstract

Smart systems used for quality control and power consumption in real time are rapidly developing now. Their implementation in drinking water quality assurance systems is important and actual. The three-level smart system, presented in this article, takes into account the results of testing water samples from water supply sources, from the distribution network (consumers), test results of testing laboratories and data from water consumption accounting systems. An important aspect is that this data processed by the controller and transmitted to consumers using wireless communication technologies.

Key words: smart system, drinking water, quality, sensors, wireless technology.

ВИБІР ЧАСТОТНОГО ДІАПАЗОНУ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ ЗЕМЛЯ-НАНОСУПУТНИК

*Єзерський. Н. В., аспірант РТФ; Мовчанюк А. В., к.т.н, доцент
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна*

Під час проектування нових зразків штучних супутників Землі необхідна не тільки розробка корисного навантаження, а і надійний канал передачі зібраних даних з борту супутника на станції стеження, що розташовані на поверхні Землі, або інші об'єкти у космічному просторі. На сьогодні дуже популярними стали малі та надмалі супутники формату CubeSat. Вибір каналу зв'язку з такими супутниками має ряд обмежень: мала потужність передавача супутника, малий розмір антенної системи супутника, короткий час знаходження супутника над станцією стеження та ін. Також великий вплив має об'єм наукової інформації, що треба передати на станцію стеження.

Вибір діапазону робочих частот обмежений діапазонами частот, що починаються від 8.3 кГц, закінчуючи 275 ГГц (вище не розподілено) [5]. Тому, через загальновідомі факти про розповсюдження радіохвиль кожного діапазону, діапазони довгих, середніх, інфрачервоних хвиль не підходять для практичного застосування при великих об'ємах передаваних даних [1].

Розглянемо особливості поширення радіохвиль в атмосфері діапазону УКХ. Ослаблення радіохвиль в атмосфері Землі обумовлено трьома причинами: резонансним поглинанням енергії молекулярним киснем і неконденсованою водяною парою, поглинанням конденсованою водяною парою, вільними електронами в атмосфері. В межах іоносфери заломлення визначається електронною концентрацією, частотою зіткнень електронів з важкими частинками і частотою поширення хвилі. На висотах понад 1800 км. ефект заломлення в іоносфері стає незначним. Заломлення зменшується вночі на частотах менше 1 ГГц, але залишається постійним на більш високих частотах [2].

Аналізуючи експериментальні результати [6], можемо зробити висновок, що найменше погонне загасання, яке вносять пари води і повітря має місце в діапазонах частот випромінювання нижче 10 ГГц. Виходячи з цього, відкидаємо діапазон міліметрових хвиль. В [2] показано, що мінімальні помилки систем стеження, щодо оптичної осі антени, забезпечуються на частотах від 5 до 10 ГГц при куті місця $\sim 90^\circ$ і частоті > 1 ГГц.

Отже, виберемо діапазон частот 5 ГГц (C-band), як компроміс між найменш можливим загасанням у атмосфері при мінімальних потенційних помилках систем стеження, які мають місце при іоносферній рефракції. В цьому діапазоні виділена досить широка смуга 550 МГц, окремо на пере-

дачу та на прийом [3]. Слід зауважити, що при цьому зростає складність приймально-передавальної апаратури у порівнянні з більш низькочастотними діапазонами радіохвиль.

Оцінимо потенційний вигравш за рахунок вибору цифрової модуляції радіосигналу за потенційної потреби зменшення потужності передавача наносупутника. Теоретичне моделювання інструментом BER tool MatLab при умові проходження сигналу через канал з адитивним Гаусовим шумом (AWGN) видно (рис.1) практичне повне співпадіння результатів використання модуляції PSK, OQPSK та QAM, які дали найгірше співвідношення E_b/N_0 (енергія біту/енергія завади). В результаті можемо зробити висновок, що за сталого значення BER найкраще співвідношення E_b/N_0 відповідає модуляції PAM, хоча суттєвого вигравшу вибір модуляції 3-поміж другого та четвертого порядку не дає. На практиці використовуються BPSK ($M = 2$) та QPSK ($M = 4$) [3] та ASK [4].

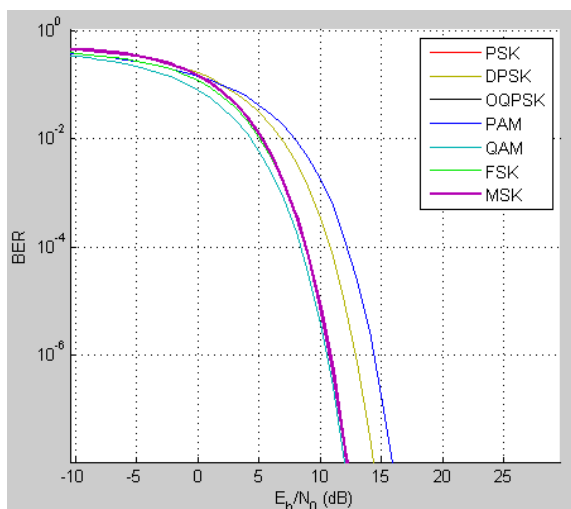


Рисунок 1. Залежність частоти бітових помилок від типу модуляції.

15 хвилинам (900 с.). Прийемо необхідне мінімальне значенням SNR (E_b/N_0), рівним 5дБ. Необхідна смуга пропускання, що задовольняє критерію Найквіста та визначена з теореми Шеннона рівна 0.45 МГц. Звідси, визначимо необхідну пропускну здатність каналу, яка дорівнює 587 Кбіт/сек.

Для того, щоб пересвідчитись у коректності отриманих характеристик каналу зв'язку, як приклад, візьмемо деякі характеристики наносупутника PolyTAN-1 [5], де було закладено швидкість обміну даними 500 Кбіт/сек на частоті в 2.4 ГГц, що є величиною одного порядку з розрахованими в цій роботі.

Отже, в ході аналізу сучасного стану проблеми для подальшої розробки приймально-передавальної апаратури було визначено наступні характеристики каналу зв'язку:

- діапазон робочих частот 5 ГГц;
- смуга пропускання каналу зв'язку 0.454 МГц;
- тип модуляції РАМ;
- пропускна здатність каналу зв'язку 587 Кбіт/с ;
- відношення енергії біту до енергетичної спектральної щільності шуму E_b/N_0 5 дБ.

Введемо ймовірність помилки, рівну 10^{-4} , щоб оцінити пропускну здатність та смугу пропускання реального, дискретного каналу зв'язку. Згідно [7] і результатам розрахунків пропускну здатності дискретного каналу з втратами, зробимо висновок, що зменшення пропускну здатності та, відповідно, смуги пропускання, порівняно з ідеальним каналом склало трохи менше 1,5%: 585 Кбіт/с та 0.453 МГц, відповідно.

Перелік посилань

Кунегин С. В. Особенности распространения радиоволн различных диапазонов [Електронний ресурс] / С. В. Кунегин – Режим доступу до ресурсу: <http://kunegin.com/ref/radio/>.

Солодов А. В, Алтырцев А.А., Алексеев А.И. и др.. Инженерный справочник по космической технике / А. В. Солодов. – М.: Военное издательство министерства обороны СССР, 1977. – 423 с.

HANDBOOK ON SATELLITE COMMUNICATIONS (HSC) (Edition 3) – Geneva ITU: ITU. – 1076 с.

PolyITAN-1 [Електронний ресурс] /– 2014. – Режим доступу до ресурсу: http://www.amsatuk.me.uk/iaru/finished_detail.php?serialnum=295.

Регламент Радиосвязи Статьи Издание 2016 года п.п. 5.149 [Електронний ресурс] // Geneva. – 2016. – Режим доступу до ресурсу: https://nkrzi.gov.ua/images/upload/307/4298/Reglament_R_MCE_2016.pdf.

Рекомендация МСЭ-R P.676-10 (09/2013) Затухание в атмосферных газах [Електронний ресурс] // Geneva. – 2013. – Режим доступу до ресурсу: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.676-10-201309-S!!PDF-R.pdf

Васильев К. К. Теория электрической связи / К. К. Васильев, В. А. Глушков, А. В. Дормидонтов. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – 452 с.

Дудник О. В. ВИКОРИСТАННЯ НАНОСУПУТНИКІВ ДЛЯ ВИВЧЕННЯ ПРИРОДИ МІКРОСПЛЕСКІВ ВИСОКОЕНЕРГЕТИЧНИХ ЧАСТИНОК У МАГНІТОСФЕРІ ЗЕМЛІ: ІДЕЯ КОСМІЧНОГО ЕКСПЕРИМЕНТУ [Електронний ресурс] / О. В. Дудник, Є. В. Курбатов. – 2018. – Режим доступу до ресурсу: <http://knit.mao.kiev.ua/uk/archive/2018/2/04>.

Анотація

Представлено критерії, набір характеристик, кількісні показники, які потрібні для вибору параметрів каналу зв'язку наносупутник-Земля. Розглянуто вплив атмосфери на розповсюдження Ультракоротких радіохвиль.

Ключові слова: канал зв'язку, наносупутник, пропускна здатність.

Abstract

Criteria, a set of characteristics, quantitative indicators necessary for the selection of parameters for a nanosatellite-Earth communication channel are presented. The influence of the atmosphere on the propagation of ultrashort radio waves is considered.

Key words: communication channel, nanosatellite, bandwidth.

БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ ВАННОЇ КІМНАТИ

*Загорулько І. В., студент; Шутьга А. В., к. т. н., доцент
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна*

У світі швидкими темпами відбувається розвиток технологій, зокрема і сфера Розумного дому. Інновації полегшують наші повсякденні справи, вражають своїми довершеністю, економічністю та зручністю. Розумний дім набуває все більш модернізованих систем, а його актуальність з роками тільки зростає [1]. Проаналізувавши усе створене, було виявлено, що технології розвиваються в усіх кімнатах будинку, окрім ванної, тому було вирішено створити прилад з широким функціоналом для прийому ванни.

Існуючі девайси для ванної кімнати виконують якусь одну певну функцію, але немає такого, який би поєднав у собі все необхідне для повного контролю параметрів води у ванні [2]. Розглянемо випадки, які демонструють наявні проблеми у ванній:

1) приймати ванну при комфортній температурі значно краще, ніж чекати допоки вона охолоне або навпаки підігрівати, якщо вона недостатньо гаряча;

2) до купання дитини потрібно ставитися прискіпливіше. Через звичку батьків перевіряти температуру ліктями або термометрами, виникає проблема у швидкому отриманні інформації про стан води;

3) невчасно перекритий кран може перерости у потоп, який призведе до великих збитків;

4) надмірне переповнення ванної водою нікому не потрібно. Коли приймаємо ванну, зайва вода витікає у стік, але вже не повернути енерго-ресурси, що витрачені для її підігріву;

5) 2,5% всього обсягу вод планети припадає на прісну воду, яку люди масово та нераціонально використовують у своїх потребах, тому є проблема ресурсозбереження.

Проаналізувавши усі вище вказані проблеми, було запропоновано пристрій моніторингу температури та рівня води у ванні, на основі мікроконтролера. Даний пристрій забезпечує комфортний прийом ванної та автоматично доглядає за станом води у ній. Він забезпечує наступні функції: вимірювання температури та рівня води у ванні, сигналізування при надмірному переповненні водою (досягненні порогового значення), підсвічування води різними світлодіодами в залежності від температури, пошук найглибшої точки у ванні та керування пристроєм за допомогою мобільного додатку до телефону.

На рис. 1 представлена структурна схема прототипу.

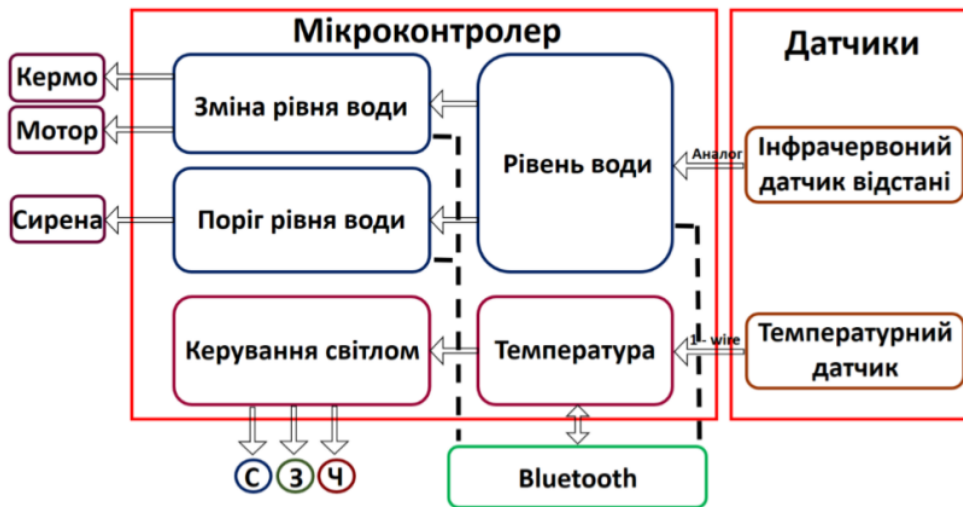


Рис. 1. - Структурна схема пристрою

До складу приладу входять датчики температури та відстані [3].

Інфрачервоний датчик відстані використовується у воді для визначення її рівня, звичайно, із врахуванням коефіцієнта заломлення. Результат вимірювання подається до аналогового входу мікроконтролера. Перш за все здійснюється аналіз зміни рівня води. Якщо він більший за максимально необхідний (значення встановлюємо за допомогою мобільного додатку), то вмикається звуковий сигнал, якщо змінюється у межах норми, тоді відбувається керування мотором та кермом, оскільки пристрій весь час знаходиться на поверхні води.

Далі значення температури, отримані з термодатчика, аналізуються та дають змогу керувати світлодіодами. За допомогою мобільного додатку встановлюємо комфортне значення температури, якщо вода у межах ± 5 градусів за шкалою Цельсія від комфортного значення, горить зелений світлодіод, якщо менше – синій, якщо більше – червоний. Це дає змогу наглядно побачити зміну температури і вчасно змінити положення крану для швидкого досягнення потрібного значення. Дана конструкція живиться від портативного зарядного пристрою (рис. 2).

Уся інформація передається через Bluetooth-модуль на мобільний телефон [4]. Для цього було створено мобільний додаток, що дозволяє у режимі реального часу передавати усі показники стану води та корегувати їх при необхідності. Для швидкого налаштування пристрою, він має наступні можливості: з'єднуватись із пристроєм; встановлювати максимальне значення глибини у ванній, при досягненні якого звучить сирена; встановлювати середнє значення температури, яке від мінімального та максимального різниться у межах п'яти градусів за шкалою Цельсія, згідно з яким відбувається керування діодами; показувати поточні значення температури та глибини.

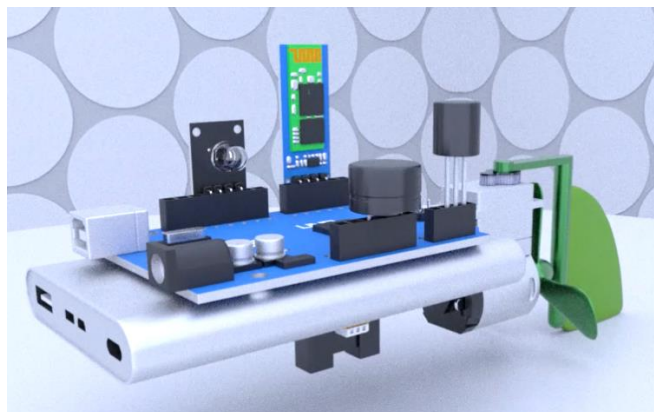


Рис. 2. - Компоненти пристрою

Отже, запропонований сучасний багатофункціональний пристрій для ванної кімнати з системою Розумний дім. Він спрямований, як для зберігання навколишнього середовища, тобто економія водних ресурсів та електроенергії, так і для полегшення та безпеки життя сучасної людини. Оскільки, даний пристрій можна швидко та легко налаштувати під свої потреби за допомогою мобільного телефону.

Перелік посилань

1. Що таке розумний будинок [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://www.smarthouse.ua/ua/umnyj_dom.html – Назва з екрану.
2. Беспроводной датчик утечки воды GSM сигнализации [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://gmsignalka.com.ua/p377205337-besprovodnyj-datchik-utechki.html> – Назва з екрану.
3. Датчики и микроконтроллеры. Часть 3. Измеряем ток и напряжение / Geektimes [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://geektimes.ru/post/255126/> – Назва з екрану.
4. Интерфейс Bluetooth [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://compress.ru/article.aspx?id=23660> – Назва з екрану.

Анотація

Проаналізовано прототипи існуючих рішень, їх сфери використання та вказано основні відмінності. Представлено сучасний пристрій для ванної кімнати з системою Розумний дім. Показано його функціонал та можливості, які забезпечують раціональне використання водних та енергоресурсів, економлять час та полегшують життя людини. Наведено технічний опис пристрою.

Ключові слова: Розумний дім, багатофункціональний пристрій, ванна кімната, датчики.

Abstract

The prototypes of existing solutions, their areas of use are analyzed and the main differences are indicated. A modern device for the bathroom with the Smart Home system is presented. Its functionality and capabilities are shown, which ensure the rational use of water and energy resources, save time and make human life easier. A technical description of the device is provided.

Key words: Smart home, multifunctional device, bathroom, sensors.

ОГЛЯД МЕТОДІВ ВИЯВЛЕННЯ ТОЧКОВИХ ЦІЛЕЙ НА ПОСЛІДОВНОСТЯХ ЗОБРАЖЕНЬ

Маленчик Т.В., магістрант; Неуймін О.С., к.т.н.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна

Задачі виявлення і супроводження цілі є невід’ємними складовими в сучасних оптичних системах захисту та безпеки. На сьогоднішній день їх актуальність обумовлена появою нового класу загроз – БПЛА, що можуть застосовуватися в терористичних цілях, фотозйомці засекречених об’єктів, вторгнення на заборонену територію тощо. Важливою задачею є своєчасне їх виявлення, що часто відбувається на великих відстанях в складних умовах. Відповідно, в таких ситуаціях цілі розглядаються як точкові без фіксованої форми, і можуть займати лише декілька пікселів на зображенні. При цьому складні умови такі як атмосферні явища призводять до погіршення ВСШ. Вище зазначені причини роблять цю задачу не тривіальною і провокують створення нових методів для її вирішення.

Сукупність відомих методів поділяють на дві категорії – «супроводження до виявлення» та «виявлення до супроводження» [1, 2]. «супроводження до виявлення» полягає в тому, що для виділення сигналів цілі визначається її траєкторія, а рішення про виявлення цілі виноситься після отримання декількох кадрів. Даний підхід використовує часову та просторову інформацію. В рамках цієї концепції оброблення сигналів було розроблено методи і алгоритми часової та просторово-часової фільтрації. Одним з недоліків даних методів являється необхідність точного завдання моделі руху об’єктів. Ефективність алгоритмів падає при неузгодженій заданій та реальній швидкості об’єкта, або при здійсненні маневру ціллю. Також відомі методи динамічного програмування та методи з використанням перетворень Хафа і Родона, ієрархічний метод виявлення, який ґрунтується на використанні технології відсіваючого експерименту методом Хока. Такі підходи усувають недолік неузгодженості швидкостей та дозволяють супроводжувати та виявляти слабоманевруючі об’єкти. Однак недоліком являється необхідність накопичити певну кількість кадрів перед подальшим їх обробленням, що спричиняє деяку затримку в часі. Відповідно такі методи отримали назву «пакетні». Також дані методи являються безпороговими, що приводить до значної кількості даних для подальшого оброблення.

Методи «виявлення до супроводження» не потребують інформації про швидкість та форму цілі та полягають в тому, що ціль виявляється в кожному кадрі, [3] а результати виявлення в подальшому передаються на алгоритми супроводження.

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

шуму:

$$f_0(x, y) = f_{\text{ц}}(x, y) + f_{\text{ф}}(x, y) + f_{\text{ш}}(x, y), \quad (1)$$

де x та y координати пікселів, запропоновано чимало методів виявлення цілі: а) методи виявлення по одному кадру, б) методи, що базуються на помітності цілі, в) методи виявлення цілі на основі патч-рівня, г) методи виявлення цілі на основі рівня патч-зображення [1].

Методи виявлення за одиночним кадром ґрунтуються на дослідженні та прогнозуванні фону зображення, з припущенням що фон майже не змінюється та має велику кореляцію, на відміну від цілі. Такі методи придушують фонові завади, за рахунок чого покращують видимість цілі.

Методи, що базуються на помітності цілі використовують властивості людського ока (бінокулярність, розрізнення контрасту, яскравості), яке звертає свою увагу на ціль, на зображенні [4]. Відповідно до цих особливостей, були розроблені методи просторової фільтрації, методи з використанням карт помітності цілі, методи на основі фазового спектру.

Вище представленні два підходи прості в реалізації, але неспроможні працювати у складних заводових середовищах, мають використовувати спеціально спроектовані фільтри, які повинні відповідати характеристикам та параметрам цілі, що виявляється [5]. Також методи, що базуються на помітності цілі, неефективно працюють для виявлення малих або слабпомітних цілей.

Методи виявлення цілі на основі патч-рівня, використовують шаблони для розпізнавання. Зображення розбивається на менші частини - патчі, далі розпізнаються фон та ціль. Недоліком методу є обчислювальна складність.

Методи виявлення цілі на основі рівня патч-зображення використовують властивість високої кореляції несусідніх патчів фону. Зображення ділиться на окремі патчі за допомогою ковзного вікна, з отриманих патчів формується вектор нового зображення – патч-зображення. Далі проводиться оцінювання фону та цілі, після чого проводиться реконструкція зображення з використанням патчів [2].

Серед методів виявлення цілі на основі рівня патч-зображення найкращими показниками ефективності виявлення цілі володіє метод ІРІ (infrared patch image) [6]. Метод дозволяє отримати менше залишкових шумів і завод для різноманітних фонів, в порівнянні з класичними методами (TopHat, MaxMean та MaxMedian), що дає змогу зменшити ймовірність хибної тривоги при заданій ймовірності виявлення цілі. До недоліків алгоритму ІРІ можна віднести евристичний вибір розмірів патчу, кроку ковзного вікна та його обчислювальну складність [7].

Для оцінки перспективності використання в подальшій реалізації оптичної системи виявлення і супроводження цілей, математична модель методу ІРІ була відтворена в середовищі Matlab. При цьому розміри патчу приймалися рівним 60x60, а кроку ковзного вікна 20x20. Результат

оброблення зображення розміром 720x1280 пікселів представлено на рис. 1,2.



Рисунок 1



Рисунок 2

Незважаючи на обчислювальну складність, метод ІРІ формує вихідні зображення з низьким числом завад, які можуть бути використанні для подальшого супроводження цілі.

Література

1. 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.
2. 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.
3. Nichtern, O., & Rotman, S. R. (2008). Parameter Adjustment for a Dynamic Programming Track-before-Detect-Based Target Detection Algorithm. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2008(1).
4. Tunç, S. and H. Ilgin. "Dim Target Detection in Infrared Images Using Saliency Algorithms." *Radioengineering* 27 (2019): 635-642.
5. . Bai, X., Zhang, S., Du, B., Liu, Z., Jin, T., Xue, B., & Zhou, F. (2011). Survey on Dim Small Target Detection in Clutter Background: Wavelet, Inter-Frame and Filter Based Algorithms. *Procedia Engineering*, 15, 479–483.
6. 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.
7. 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*.

Анотація

Виконано огляд методів виявлення точкових цілей на послідовностях зображень, та оцінка використання методу ІРІ в оптичній системі виявлення і супроводження цілей.

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

Abstract

Methods review for detecting small and dim targets using image sequences and estimation of the IPI method usage in the targets detection and tracking optical system were performed.

Keywords: target detection, target tracking, patch image.

ПРОЦЕДУРА ПОВТОРНОГО ВИКОРИСТАННЯ РАДІОЧАСТОТНОГО РЕСУРСУ

Пелешок Є.В., к.т.н, Гоненко С.В.

ІСЗЗІ КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна

Проблемі ефективного використання радіочастотного ресурсу надається велике значення в усіх країнах світу, оскільки від того, наскільки ефективно він використовується залежить як соціальний, так і економічний розвиток країни.

Згідно Закону України “Про радіочастотний ресурс” одними із основних засад управління радіочастотним ресурсом в Україні є: захист присвоєнь радіочастот; ефективне використання розподілених смуг радіочастот; розроблення науково обґрунтованих рекомендацій для прийняття відповідних рішень щодо підвищення ефективності використання та задоволення потреб користувачів радіочастотного ресурсу України [1].

З метою повторного використання радіочастотного ресурсу в даній роботі пропонується методами статистичної теорії розділення цифрових сигналів виконати синтез процедури обробки двох взаємно неортогональних цифрових сигналів з гаусівською мінімальною частотною маніпуляцією (Gaussian Minimum Shift Keying – GMSK).

Очікується, що процедура когерентної демодуляції двох взаємно неортогональних цифрових сигналів з гаусівською мінімальною частотною маніпуляцією матиме ряд переваг [2]:

- за умови суттєвого перевищення середньої потужності першого подібного GMSK - сигналу над потужністю другого GMSK - сигналу та відсутності похибок в оцінці параметрів більш потужного сигналу потенційна завадозахищеність процедури є такою ж, як і за відсутності першого потужного подібного сигналу;

- дана процедура може використовуватися при реалізації програм повторного використання частотного ресурсу та при розробці перспективних завадозахищених засобів радіозв'язку.

Сучасні системи зв'язку вимагають особливої уваги щодо ефективного використання таких ресурсів як потужність передачі та пропускна здатність каналу. За цими критеріями, GMSK добре підходить для мобільного зв'язку і є вже реалізованою в GSM - системах, концепція, що використовується має перевагу в тому, що інформація передається у змінах фази, а не в самій фазі.

Модуляція GMSK базується на MSK, яка є формою безперервної фазової маніпуляції зі зміщенням частоти, CPFSK. GMSK, у системах мобільного зв'язку реалізується як безперервна фазова схема. Тут немає фазо-

вих розривів, оскільки зміни частоти відбуваються в точках перетину нуля носія. Це виникає в результаті унікальної для MSK, та GMSK якості. Таким чином різниця частот між логічними 0 та 1 станами завжди дорівнює половині швидкості передачі даних. Це можна виразити через показник модуляції, і він завжди дорівнює 0,5. Фазова зміна є лінійною та обмеженою до $\pm (\pi / 2)$ за бітовий інтервал T . Через ефект лінійної зміни фази спектральна щільність потужності має слабкі бічні пелюстки, які допомагають контролювати перешкоди сусіднього каналу. Однак основна пелюстка стає ширшою, ніж при квадратурній маніпуляції.

Існує два основних способи, за допомогою яких може бути сформований GMSK - сигнал. Найбільш очевидним способом є фільтрування модулюючого сигналу за допомогою гаусівського фільтра, а потім його передача до частотного модулятора, де індекс модуляції встановлений на 0,5. Цей метод дуже простий, але він має великий недолік, який полягає в тому що показник модуляції повинен бути рівним 0,5, що на практиці є недоцільним. Другий метод використовується більш широко і його структурна схема представлена на рис. 1.

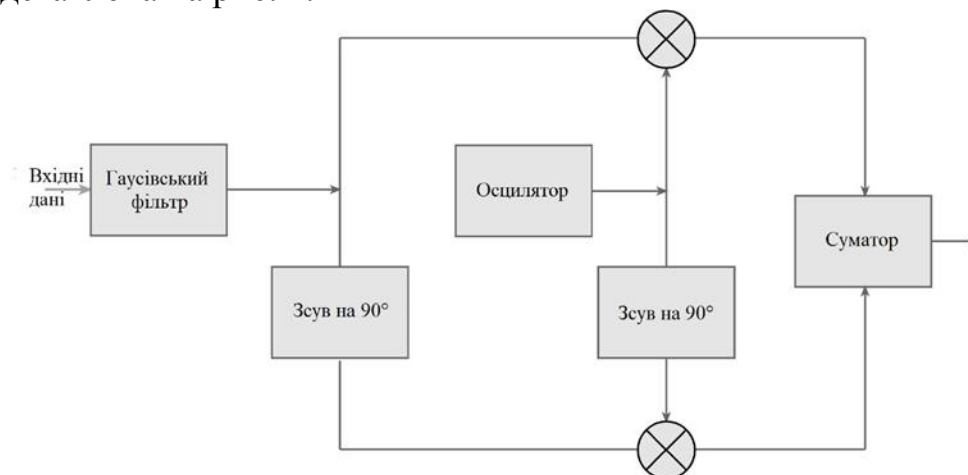


Рисунок 1. Структурна схема квадратурного модулятора для GMSK - сигналу

Використання квадратурного модулятора означає, що фаза сигналу знаходиться в квадратурі або змінена на 90 градусів відносно першої. Квадратурний модулятор використовує один сигнал, який є фазовим, а інший - квадратурним до цього. Використовуючи цей тип модулятора, показник модуляції може підтримуватися рівно 0,5 і здатним забезпечити необхідний рівень точності без необхідності коригування.

Для демодуляції ця техніка використовується в зворотному напрямку. Так як спектр сигналу MSK за такої схеми також матиме бічні пелюстки, що виходять за межі смуги пропускання їх необхідно зменшувати шляхом пропускання модулюючого сигналу через фільтр низьких частот до нанесення його на несучу. Власне за рахунок додавання до схеми такого вузькосмугового гаусівського фільтра отримується GMSK - сигнал.

Можливість повторного використання радіочастотного ресурсу буде

забезпечуватися шляхом побудови такої структурної схеми (моделі), яка працюватиме з урахуванням заданих умов та поставленої задачі, а саме – забезпечення обробки двох взаємно неортогональних цифрових сигналів. Для побудови працездатної моделі будуть підраховані взаємні енергії для цих двох сигналів, один з яких, за умовою, є більш потужним за інший. Та її реалізація планується у програмному пакеті Matlab, додаток Simulink. Також важливим фактором буде визначення завадостійкості даної моделі, за частотою виникнення бітових помилок (Bit Error Rate – BER) та відношенням сигнал-шум. BER є причиною збільшення втрати пакетів, збільшення затримки і зменшення пропускну здатності системи, та є протилежним до відношення сигнал-шум [3].

Таким чином наведена процедура повторного використання радіочастотного ресурсу дозволить використовувати ту ж саму смугу частот для обох цифрових взаємно-неортогональних сигналів. Очікується, що різниця за потужністю у 6 дБ дозволить на прийомній стороні розділити два вищевказаних сигнали без втрат інформації. Це дозволить збільшити кількість абонентів, що одночасно оперують усередині однієї GSM чарунки, що матиме позитивний вплив на продуктивність системи в цілому.

Перелік посилань

1. Про радіочастотний ресурс України : Закон України від 01 чер. 2000 р. №1770. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/1770-14> (дата звернення 15.10.2020).
2. Єрохін В.Ф., Крутофіст І.М. Алгоритм демодуляції, що забезпечує повторне використання частот цифрового радіомовлення. Захист інформації. 2005. № 25. с. 42– 47.
3. Peer-reviewed technical communication: Estimating signal-to noise ratio (SNR) / В. Т. Bosworth and others. IEEE Journal of Oceanic Engineering. 2008. Vol. 33, № 4. P. 414–418. DOI: 10.1109/JOE.2008.2001780.

Анотація

У роботі досліджується процедура повторного використання радіочастотного ресурсу шляхом синтезу процедури обробки двох взаємно неортогональних цифрових сигналів з гаусівською мінімальною частотною маніпуляцією.

Ключові слова: радіочастотний ресурс, мінімальна частотна маніпуляція, неортогональні цифрові сигнали, когерентна демодуляція, завадозахищеність.

Abstract

In this paper, the procedure of radio frequency resource reuse by synthesizing the procedure of two mutually non-orthogonal digital signals with Gaussian minimum shift keying processing is considered.

Keywords: radio frequency resource, minimum shift keying, non-orthogonal digital signals, coherent demodulation, noise immunity.

ЕФЕКТИВНІСТЬ СТЕГОАНАЛІЗУ ЦИФРОВИХ ЗОБРАЖЕНЬ У ВИПАДКУ ПОПЕРЕДНЬОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ СТЕГАНОГРАМ, СФОРМОВАНИХ ЗГІДНО АДАПТИВНИХ МЕТОДІВ MG ТА MIPOD

Прогонов Д.О., к.т.н., доцент

*Фізико-технічний інститут, КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
Київ, Україна*

Для подолання систем протидії витоку інформації з обмеженим доступом злоумисники широко використовують адаптивні стеганографічні методи (АСМ). Особливістю АСМ є мінімізація спотворень файлу-контейнеру, зокрема цифрового зображення (ЦЗ), при формуванні стеганограм [1]. Це призводить до суттєвого зниження ефективності сучасних стегодетекторів (СД), зокрема заснованих на використанні статистичних моделей зображень-контейнерів (ЗК) [2]. Тому актуальною задачею є розробка універсальних СД, здатних забезпечити високу імовірність виявлення стеганограм навіть у випадку обмеженості апріорних даних щодо використаного стеганографічного методу.

Забезпечення високої імовірності виявлення стеганограм, сформованих згідно АСМ, потребує попередньої обробки (калібрування) досліджуваних зображень для підсилення слабких змін характеристик ЗК, обумовлених прихованням повідомлень. Наразі запропоновано методи калібрування лише для ЦЗ, представлених в графічному форматі JPEG [3]. Тому становить інтерес пошук методів калібрування стеганограм з даними, вбудованими в просторовій області ЗК – шляхом модифікації значень яскравості окремих пікселів зображення. Оскільки приховання повідомлень згідно СМ може бути представлено, як внесення адитивних завад до ЗК [4, 5], становить інтерес використання методів фільтрації для калібрування ЦЗ.

В роботі досліджено ефективність застосування поширених методів фільтрації ЦЗ, зокрема медіанної, вінеровської та анізотропної фільтрації, для виявлення стеганограм, сформованих згідно АСМ. Медіанна фільтрація є ефективним методом придушення імпульсних завад, значення котрих суттєво відрізняються від розподілу значень яскравості пікселів незашумленого ЦЗ [6]. Для придушення завад, розподіл значень котрих є близьким до нормального (гаусового), широко використовуються вінеровська та анізотропна (дифузона) фільтрація ЦЗ [6, 7].

Дослідження точності виявлення стеганограм, сформованих згідно новітніх адаптивних стеганографічних методів MG [8] та MiPOD [9], проводилося на вибірці з 10,000 зображень з пакету ALASKA [10]. Ступінь заповнення ЗК стегоданими варіювалася в діапазоні 3%, 5%, 10%, 20%, 30%, 40%, 50%. Розміри ω ковзних вікон фільтрів варіювалися від 3·3 до 11·11 пікселів з кроком 2 пікселі.

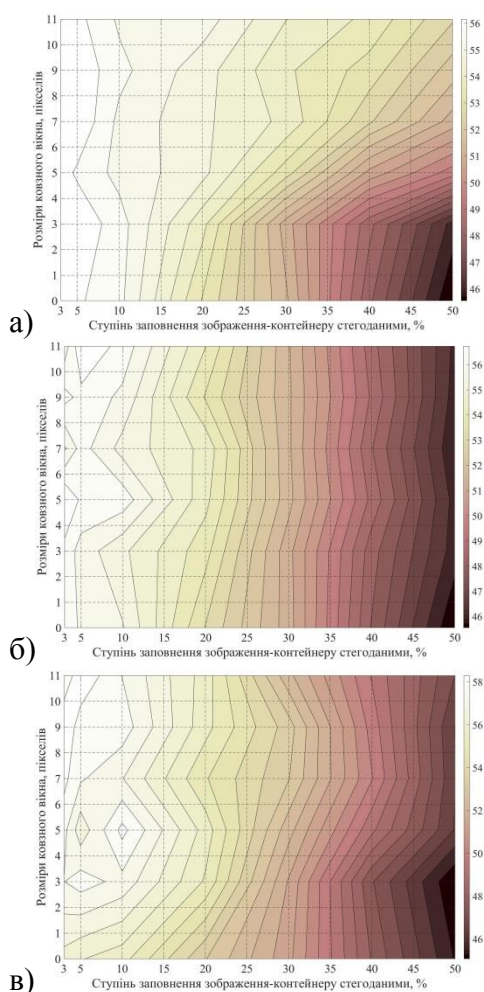


Рисунок 1. Залежність значень похибки виявлення стеганограм, сформованих згідно методу MG, від ступеня заповнення ЗК стегоданими та розміру ковзного вікна медіанного фільтра при використанні SPAM-ознак для оброблених ЦЗ (а), різниці (б) та об'єднання (в) SPAM-ознак вихідного та обробленого зображень. Розмір ковзного вікна 0 пікселів відповідає випадку обробки вихідних ЦЗ

виявлено, що значення P_e залежить лише від ступеня заповнення ЗК стегоданими та несуттєво змінюються при варіації значень ω . Використання F_{diff} ознак при налаштуванні стегодетектору (рис. 1б) дозволяє на 2%-5% зменшити значення P_e незалежно від розміру ковзного вікна, що становить інтерес для практичного застосування даних ознак в СД.

Варто зазначити, що результати аналізу для методу MiPOD практично збігаються з отриманими даними для методу MG, що свідчить про необхідність подальших досліджень щодо вибору ефективних калібруючих пе-

Виявлення стеганограм проводилося з використанням СД на основі статистичної моделі SPAM [11], що застосовувалася для обробки вихідного та обробленого ЦЗ. Для отримання усередненої оцінки похибки виявлення стеганограм (суми помилок першого та другого роду), поділ тестового пакету на навчальну та контрольну вибірки проводився 10 разів псевдовипадковим чином. Розглянуто випадок налаштування СД при використанні SPAM-ознак для оброблених ЦЗ (F_{calib}), різниці (F_{diff}) та об'єднання ($F_{Cartesian}$) SPAM-ознак вихідного та обробленого зображень.

Залежності значень похибки виявлення стеганограм P_e , сформованих згідно методу MG, від ступеня заповнення ЗК стегоданими у випадку попередньої обробки ЦЗ медіанним фільтром наведені на рис. 1.

За результатами проведеного аналізу виявлено, що попередня анізотропна (дифузона) фільтрація ЦЗ не дозволяє зменшити значення P_e . Калібрування ЦЗ з використанням медіанного та вінеровського фільтрів дає можливість досягти однакових значень похибки P_e , що свідчить про однаковий вплив даних фільтрів на стеганограми, сформовані згідно АСМ.

Встановлено, що використання F_{calib} ознак не дозволяє зменшити значення P_e для досліджуваних методів MG та MiPOD (рис. 1а). Для $F_{Cartesian}$ ознак (рис. 1в)

ретворень для АСМ.

Перелік посилань

1. Filler T. Gibbs construction in steganography / Filler T., Fridrich J. // IEEE Transactions on Information Forensics and Security. – Volume 5, 2010. – pp. 705-720.
2. Progonov D. Information-Theoretic Estimations of Cover Distortion by Adaptive Message Embedding / Progonov D. // Information Theories and Applications, vol. 25, no. 1, 2018. – pp. 47-62.
3. Kodovsky J. Calibration revisited / Kodovsky J., Fridrich J. // Proceedings of the 11th ACM workshop on Multimedia and security, 2009. – pp. 63-74.
4. Fridrich J. Steganography in Digital Media: Principles, Algorithms, and Applications / Fridrich J. – 1st ed. – Cambridge University Press, 2009. – 437 p.
5. Конахович Г.Ф. Комп'ютерна стеганографічна обробка й аналіз мультимедійних даних / Конахович Г.Ф., Прогонов Д.О., Пузиренко О.Ю. – Київ: «Центр учбової літератури», 2018. – 558 с. – ISBN 978-617-673-741-4.
6. Gonzalez R.C. Digital Image Processing / Gonzalez R.C., Woods R.E. – Pearson Press, 2017. – 1192 p.
7. Perona P. Scale-space and edge detection using anisotropic diffusion / Perona P., Malik J. // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, Vol. 12, No. 7, 1990, pp. 629–639.
8. Sedighi V. Content-Adaptive Pentary Steganography Using the Multivariate Generalized Gaussian Cover Model / Sedighi V., Fridrich J., Cogramne R. // Proc. SPIE, Electronic Imaging, Media Watermarking, Security, and Forensics, 2015, vol. 9409.
9. Sedighi V. Content-Adaptive Steganography by Minimizing Statistical Detectability / V. Sedighi, R. Cogramne, J. Fridrich // IEEE Transactions on Information Forensics and Security, vol. 11, iss. 2, 2016. – pp. 221-234.
10. Cogramne R. The alaska steganalysis challenge: A first step towards steganalysis / Cogramne R., Gilboulot Q., Bas P. // ACM Workshop on Information Hiding and Multimedia Security: proceedings. – ACM Press, 2019. – pp. 125-137.
11. Pevny T. Steganalysis by Subtractive Pixel Adjacency Matrix / Pevny T., Bas P., Fridrich J. // IEEE Transactions on Information Forensics and Security, vol. 5, iss. 2, 2010. – pp. 215-224.

Анотація

В роботі досліджено вплив попередньої фільтрації цифрових зображень на точність виявлення стеганограм, сформованих згідно адаптивних методів MG та MiPOD. Встановлено, що застосування медіанної, вінеровської та анізотропної (дифузної) фільтрації не дозволяє суттєво підвищити точність виявлення стеганограм. Виявлено, що налаштування стегодетектору з використанням різниць ознак вихідного та обробленого зображень дозволяє на 2%-5% зменшити похибку виявлення стеганограм у порівнянні з випадком використання ознак вихідного зображення.

Ключові слова: стегоаналіз, цифрові зображення, метод MG, метод MiPOD.

Abstract

The influence of preliminary filtering of digital images on the detection accuracy of stego images formed according to adaptive methods of MG and MiPOD is investigated. The limitation of applying median, Wiener and anisotropic (diffuse) filters for improved steganalysis performance is shown. It is revealed that usage of linearly transformed features for initial and processed (calibrated) images allows reducing up to 2%-5% detection error in comparison with processing of uncalibrated images.

Keywords: steganalysis, digital images, MG method, MiPOD method.

ОСОБЛИВОСТІ КРИПТО-КODOВИХ ЗАСОБІВ ЗАХИСТУ ДАНИХ ДЛЯ ХМАРНОГО СЕРЕДОВИЩА РОЗРОБКИ

*Сафаров О.О., к.т.н.; Мінькова Я.В., магістрантка
Національний технічний університет “Дніпровська політехніка”,
Дніпро, Україна*

В сучасних умовах наявний високий попит на хмарні сервіси. Застосування хмарних інтегрованих середовищ розробки суттєво міняє усталений за роки процес розробки програмного забезпечення. Розробнику більше не потрібна велика кількість програм між якими потрібно налагоджувати зв'язок, які необхідно оновлювати і з якими доводиться виконувати інші рутинні дії, все це тепер є зоною відповідальності провайдера даного сервісу. Проте безпечність подібних рішень на сьогоднішній день під великим питанням [1].

Для забезпечення інформаційної безпеки як окремих підприємств, так і держави в цілому важливим є питання оцінки ризиків, які виникають в процесі діяльності підприємств та застосування ними хмарних сервісів. Аналіз ризиків інформаційної безпеки є інструментом виявлення вразливостей і загроз, оцінки можливого їх впливу, що дозволяє вибирати адекватні захисні заходи для тих систем і процесів, у яких вони необхідні. Методики аналізу інформаційних ризиків дають змогу забезпечити ефективний і актуальний захист інформаційного простору підприємств і можливість вчасно реагувати на загрози інформаційній безпеці.

Тому постає задача вибору моделі подання знань в автоматизованій системі вибору засобів захисту даних в хмарних сервісах, що використовуються для розробки програмного забезпечення, на основі аналізу їх захищеності.

Найефективнішими за стійкістю до алгоритмів криптоаналізу є крипто-кодові засоби захисту інформації з недвійковими лінійними блоковими кодами, які виникають на алгебраїчних кривих – алгебро-геометричними кодами. Разом з тим практичне використання крипто-кодових засобів захисту інформації з недвійковими алгебраїчними блоковими кодами передбачає застосування методів і обчислювальних алгоритмів недвійкового рівновагового кодування [2].

На сьогоднішній день існуючий науково-методичний апарат, застосовувані методи і обчислювальні алгоритми не дозволяють реалізувати недвійкове рівновагове кодування, в тому числі і в крипто-кодових засобах захисту інформації. Отже, актуальним науково-технічним завданням, що має важливе прикладне значення в області побудови обчислювально ефективних криптографічних засобів захисту інформації, є розроблення методів і алгоритмів недвійкового комплексного забезпечення безпеки і достовір-

ності передавання даних у системі захисту інформації.

Так як хмарний сервіс і його уповноважений користувач природно можуть розглядатися в якості приймальної та передавальної сторін системи передачі інформації, то математична модель крипто-кодових засобів захисту інформації згідно з [3] може бути реалізована наступним чином.

Алгебраїчний блоковий (n, k, d) код C (n – довжина кодового слова, k – довжина фрагменту, d – відстань Геммінга, подані в бітах) з швидким алгоритмом декодування маскується під випадковий (n, k, d) код C^* безпосередньо перемноженням перевірконої матриці H коду C на матриці маскуванню які зберігаються в таємниці X^u, P^u и D^u :

$$H_X^u = X^u \cdot H \cdot P^u \cdot D^u, \quad u \in \{1, 2, \dots, s\}, \quad (1)$$

На прийомній стороні уповноважений користувач, який знає правило маскуванню (в даному випадку це не просто ключ, а повноцінний набір матриць $\{X, P, D\}_u = \{X^u, P^u, D^u\}$) формує кодову послідовність $C_{X_i}^*$ як одне, будь-яке, з можливих рішень рівняння

$$S_{X_i} = C_{X_i}^* \cdot H_{X_i}^T, \quad (2)$$

тобто знаходить такий вектор $C_{X_i}^*$, який розкладається на суму у наступному вигляді:

$$C_{X_i}^* = C_{X_i} + M_i, \quad (3)$$

У даному рівнянні C_{X_i} – одне, також будь-яке, із можливих слів замаскованого (n, k, d) коду.

Далі, уповноважений користувач, використовуючи набір матриць $\{X, P, D\}_u = \{X^u, P^u, D^u\}$ формує вектор

$$C^{-*} = C_X^* \cdot (D^u)^{-1} \cdot (P^u)^{-1}, \quad (4)$$

за допомогою якого він і здійснює демаскування кодової послідовності $C_{X_i}^*$.

Таким чином, здійснивши підстановку з рівняння (3), уповноважений користувач може використовувати результуюче рівняння, яке має наступний вигляд:

$$\begin{aligned} C^{-*} &= C_X^* \cdot (D^u)^{-1} \cdot (P^u)^{-1} = (C_{X_i} + M_i) \cdot (D^u)^{-1} \cdot (P^u)^{-1} = \\ &= C_{X_i} \cdot (D^u)^{-1} \cdot (P^u)^{-1} + M_i \cdot (D^u)^{-1} \cdot (P^u)^{-1} \end{aligned} \quad (5)$$

Зловмисник, не знаючи правил маскуванню, яке задається секретним ключем, тобто за допомогою набору матриць $\{X, P, D\}_u = \{X^u, P^u, D^u\}$, для дешифруванню повідомлення змушений використовувати складний алгоритм декодуванню випадкового коду. Подібний алгоритм, в загальному випадку, відноситься до алгоритмів експоненціальної складності, тобто задача демаскування є доволі нетривіальною для зловмисника з точки зору необхідних для її вирішення ресурсів.

Таким чином, запропоновані механізми крипто-кодового захисту ін-

формації дозволяють реалізувати обмін конфіденційними повідомленнями з використанням відкритих ключових даних і інтегровано забезпечити потрібні показники безпеки і достовірності передачі даних у широкому спектрі відповідних систем, зокрема і в досліджуваному хмарному середовищі розробки Codeanywhere. А потрібна криптографічна стійкість забезпечується зведенням задачі встановлення інформаційних даних без знання секретного ключа до рішення теоретико-складної задачі декодування випадкового коду.

Перелік посилань

1. Fylaktopoulos, G. An overview of platforms for cloud based development [Електронний ресурс] // G. Fylaktopoulos, G. Goumas, M. Skolarikis, A. Sotiropoulos, and I. Maglogiannis. – SpringerPlus 5, 38, 2016. – Режим доступу до ресурсу: <https://springerplus.springeropen.com/articles/10.1186/s40064-016-1688-5>.
2. Томашевський Б. П. Метод побудови крипто-кодових засобів захисту інформації на недвійкових рівновагових кодах : автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук : спец. 05.13.21 "Системи захисту інформації" / Томашевський Богдан Паїсійович ; Національний університет "Львівська політехніка". – Львів, 2011. – 21 с.
3. Дудикевич В. Б. Крипто-кодовий захист інформації з недвійковим рівновагим кодуванням / Дудикевич В. Б., Кузнєцов О. О., Томашевський Б. П. – Науково-технічний журнал «Сучасний захист інформації», №2, 2010. – С. 10.

Анотація

В роботі досліджено можливості здійснення захисту інформації при веденні процесу розробки в хмарному сервісі Codeanywhere за допомогою крипто-кодових засобів захисту інформації з недвійковими лінійними блоковими кодами. Наведено загальні засади та принципи математичного апарату, використання якого пропонується для забезпечення високого рівня криптографічної стійкості досліджуваної системи.

Ключові слова: хмарне середовище інтегрованої розробки, крипто-кодові системи захисту інформації, блоковий код, віддалена веб-розробка.

Abstract

The paper explores the possibilities of information protection during the Codeanywhere cloud service development process with the help of crypto-code means of information protection with non-binary linear block codes. The general essentials and principles of the used mathematical apparatus are offered for providing a high level of cryptographic stability of the investigated system are presented.

Keywords: cloud IDE, crypto-code information security systems, block code, remote web development.

АНАЛІЗ ТОПОЛОГІЇ БАГАТОРАНГОВИХ МЕРЕЖ НА ОСНОВІ ТОРЦЕВОГО ДОБУТКУ МАТРИЦЬ

Слюсар В.І.¹, д.т.н., професор; Перепелицин С.О.²

¹Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних Сил України; ²ТОВ "Institute of Netcentric", Київ, Україна

Як відомо, для аналізу тактичних мереж зв'язку можуть бути використані математичні моделі у вигляді графів, що являють собою сукупність вершин (вузлів мережі зв'язку) і з'єднувальних ребер (ліній зв'язку). Класичний апарат теорії графів [1] дозволяє охопити багато аспектів розподілу навантаження при розв'язку завдань маршрутизації в мережі. Прикладом тому є використання матриць інцидентності й матриць суміжності в комбінації із традиційним матричними операціями [1].

Разом з тим, в останні роки додатковий імпульс розвитку теорії графів надали дослідження в області штучного інтелекту й обробки природньої мови. Зокрема, в [2] для аналізу тексту поряд з матрицею інцидентності задіяно торцевий добуток матриць інцидентності, запропонований в 1996 р. Слюсарем В.І. [3, 4]. Даний приклад свідчить про можливість застосування торцевого добутку матриць і для аналізу топології графа мультирангової мережі в теорії зв'язку.

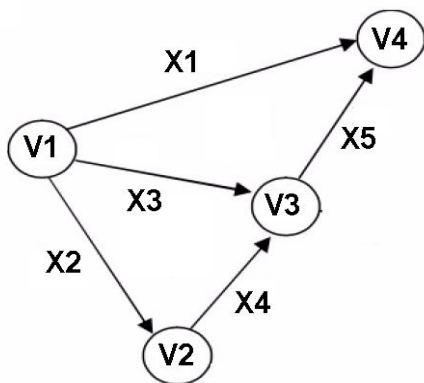


Рис. 1. Граф фрагмента тактичної мережі зв'язку

Розглянемо варіант відповідного використання вказаної матричної операції для випадку аналізу фрагмента мобільного компонента перспективної системи зв'язку, представленої на рис. 1 вершинами 1 - 4. Складемо для цього фрагмента так звану матрицю інцидентності. Її рядки будуть відповідати вершинам графа топології мережі, а стовпці - його ребрам. При цьому ненульове значення елемента матриці вказує на зв'язок між вершиною й ребром (їх інцидентність).

Для наведеного на рис. 1 фрагмента мережі вказана матриця інцидентності має запис:

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Як видно, кожна з вершин $V_1 - V_4$ контактує з ребрами графа $X_1 - X_5$ не більше одного разу, тоді як усі ребра з'єднують по дві вершини, оскільки кожний стовпець матриці (1) містить пари одиниць.

Для аналізу парних комбінацій елементів графа на рис. 1 відправним пунктом має стати матриця інцидентності, що сформована з вихідної матриці G за допомогою торцевого добутку матриць [3, 4]:

$$G_2 = G \square G,$$

де \square – символ торцевого добутку матриць (зводиться до кронекерівського множення рядка лівої матриці на рядок правої [3, 4]). Для розглянутого випадку одержимо:

$$G_2 = G \wedge G = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \wedge \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Для пояснення змісту елементів отриманої матриці, яку будемо йменувати вторинною матрицею інцидентності, звернемося до табличної форми подання даних (див. табл. 1).

Таблиця 1

| № вершини | Комбінації ребер | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|----------------|------------------|---|---|---|---|----------------|---|---|---|---|----------------|---|---|---|---|----------------|---|---|---|---|----------------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | X ₁ | | | | | X ₂ | | | | | X ₃ | | | | | X ₄ | | | | | X ₅ | | | | | | | | | |
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | | | | | |
| V ₁ | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| V ₂ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| V ₃ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| V ₄ | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |

Отже, рядок табл. 1, а відповідно й вторинної матриці інцидентності, показує у цьому випадку, скільки раз та або інша пара ребер зустрічається у конкретній вершині графа. При цьому за парою, утвореною дублюванням того самого ребра ($X_m X_m$, $m = 1; 2; 3; 4$), можна судити про те, скільки раз таке ребро включене у різні вершини. По-іншому результат можна трактувати як кількість вершин, що зустрічаються на маршруті, утвореному конкретною комбінацією пар ребер.

Можливий також варіант формування вторинної матриці інцидентності за допомогою торцевого добутку на основі транспонованої матриці G^T . У цьому випадку можна аналізувати статистику зустрічності пари вершин за допомогою тих або інших ребер. Зазначена альтернативна версія матриці інцидентності має вигляд:

$$T = G^T \square G^T. \quad (3)$$

Її елементи представлені у табл. 2, у якій рядки відповідають ребрам, а стовпці – вершинам.

Таблиця 2

| № ребра | V_1 | | | | V_2 | | | | V_3 | | | | V_4 | | | |
|---------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| | V_1 | V_2 | V_3 | V_4 | V_1 | V_2 | V_3 | V_4 | V_1 | V_2 | V_3 | V_4 | V_1 | V_2 | V_3 | V_4 |
| X_1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| X_2 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| X_3 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| X_4 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| X_5 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |

З табл. 2 легко одержати повне уявлення про те, якими ребрами з'єднана конкретна пара вершин. Нульовий стовпець означає відсутність ребра, що з'єднує конкретні вершини, наприклад, цей випадок має місце у відношенні другої і четвертої вершин (V_2V_4 , V_4V_2). При цьому пара, що утворена дублюванням однієї й тієї ж вершини (V_mV_m), дозволяє судити про те, скільки ребер підключено до цієї вершини.

Таким чином, використання торцевого добутку матриць дозволяє розширити можливості аналізу топології тактичної мережі, автоматизувати окремі його етапи за рахунок формування матриць інцидентності другого й більш високих порядків. При цьому у порівнянні з використанням кронекерівського добутку матриць торцевий добуток дозволяє скоротити обсяги обчислювальних витрат і спростити вимоги до засобів зберігання даних. Особливо це важливо для мультирангових мереж, чия топологія описується графами з великою кількістю вершин і ребер.

Перелік посилань

1. Ф. Харари. Теория графов. М.: Мир, 1973, 300 с.
2. Bryan Bischof. Higher order co-occurrence tensors for hypergraphs via face-splitting. Published 15 February, 2020, Mathematics, Computer Science, - <https://arxiv.org/abs/2002.06285> ArXiv.
3. Слюсар В.И. Торцевые произведения матриц в радиолокационных приложениях// Изв-я высших учебн. Завед.. Радиоэлектроника.- 1998. - Том 41, № 3.- С. 71 - 75.
4. Слюсар В.И. Семейство торцевых произведений матриц и его свойства// Кибернетика и системный анализ. – 1999.- Том 35; № 3.- С. 379-384.- DOI: 10.1007/BF02733426

Анотація

Запропоновано удосконалений метод аналізу мультирангових мереж зв'язку на основі теорії графів, який відрізняється формуванням торцевих добутків матриць інцидентності.

Ключові слова: мультирангова мережа, торцевий добуток матриць, матриці інцидентності.

Abstract

The improved method for the analysis of multi-rank communication networks based on graph theory is proposed, which differs in the formation of face-splitting products of incidence matrices.

Keywords: multi-rank communication network, face-splitting products, incidence matrices.

ОСОБЛИВОСТІ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ В ПАНОРАМНИХ СИСТЕМАХ ВІДЕОСПОСТЕРЕЖЕННЯ ЗА БЕЗПЛОТНИМИ ЛІТАЛЬНИМИ АПАРАТАМИ

Соколов К. А., аспірант

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

Безпілотні літальні апарати (БПЛА) тісно інтегруються у різні сфери життя і вже не є суто військовими засобами. Вони широко використовуються для автономного спостереження та моніторингу промислових процесів, навколишнього середовища, надзвичайних ситуацій та їх наслідків тощо. Але ж БПЛА можуть використовуватись також для шпіонажу, транспортування контрабанди, наркотичних засобів, глушіння GPS-сигналів або Wi-Fi, виконання терористичних акцій. Тому задача виявлення і відслідковування БПЛА, а також короля за дозволеною для них діяльністю, на сьогоднішній день стає надзвичайно актуальною.

Широкого вжитку набувають системи комплексного захисту від БПЛА [1]. Їх важливою складовою є системи відеоспостереження, які працюють з оптичним потоком та його цифровою обробкою. Перевагами оптичних систем є висока ефективність виявлення і супроводження БПЛА за умови доброї видимості на відстанях кількох сотень метрів, а також менша вартість у порівнянні з системами радіолокаційного і радіочастотного виявлення. На стійкість супроводу сильно впливає зміна форми об'єкта, наприклад, внаслідок маневрів, перекриття його фоном, наявності завад.

Основні труднощі автоматичного виявлення і супроводження системами відеоспостереження БПЛА пов'язані з різноманіттям форм об'єктів і умов спостереження. На значних відстанях камера може зафіксувати БПЛА лише як точку або групу точок. Аналогічні результати також можуть бути отримані при різкому перепаду фону, наявності об'єктів, що не входять у сферу інтересів виявлення, або впливом завад. Тому по одному кадру прийняти ефективне рішення про виявлення БПЛА на значній дальності неможливо. В залежності від роздільної здатності камери на певній відстані вже можна буде зафіксувати силует БПЛА.

Розглядається панорамна система відеоспостереження (рис.1).

Зображення з камер надходять у вигляді відеопотоку. Блок виділення ключових кадрів з заданою дискретним кроком вибирає кадри з потоку. Чим менший крок тим більш точний результат забезпечує система, але з іншого боку тим менша продуктивність.

Блок зшивання панорамного зображення здійснює суміщення зображень, одержуваних від камер в єдине безшовне панорамне зображення, насамперед він призначений для об'єднання виправлених зображень в єдине

панорамне зображення, але також попередньо усуває дисторсії на одержуваних з камер зображеннях [2]. Калібрування набору виконується один раз, після чого одні й ті ж параметри використовуються для усунення дисторсій на кожному зображенні, що надходить з відкаліброваного фотоприймача.

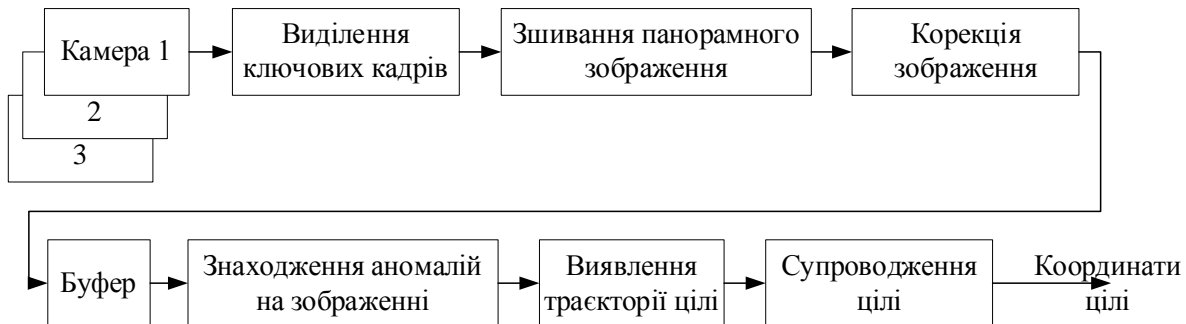


Рисунок 1. Структурна схема панорамної системи відеоспостереження

Блок корекції виконує автоматичну корекцію яскравості і контрасту зображень. Буфер накопичує оброблені зображення для подальшого аналізу.

Блок знаходження аномалій виявляє підозрілі точки, які вибиваються з загального фону. Для цього можуть бути використані методи моделювання фону, методи оцінювання оптичного потоку, методи виявлення руху за допомогою особливих ознак або їх комбінації чи модернізовані варіанти [3].

Для виявлення траєкторії малорозмірних цілей може бути використаний метод супроводження до виявлення (Track Before Detect) [4]. При використанні цього методу аналізується обмежена послідовність кадрів, і рішення приймається на підставі накопиченої інформації. Як правило обробка проводиться по ковзній послідовності кадрів фіксованої кількості. Але ж також можуть використовуватись і послідовні правила виявлення, які дозволяють зменшити час на прийняття рішень. Такий підхід дозволяє знизити навантаження на обчислювальну систему, а отже веде до зменшення необхідної кількості ресурсів.

Потенційний результат може виглядати наступним чином рис. 2. Шляхом виявлення траєкторії на зображенні виокремлено хибні та достовірні цілі.



Рисунок 2. Поточний кадр: сірим — хибні цілі, кольоровим — достовірні

ля супроводу малорозмірних цілей можуть бути використані методи на основі обчислення оптичного потоку, а також фільтра Калмана і фільтра частинок [3].

Широке застосування для супроводу розподіленої цілі знаходить алгоритм супроводу на основі кореляційного суміщення зображень з еталоном [3]. Еталон цілі формується в результаті рішення задачі виявлення з використанням отриманих раніше кадрів. Вимірювання координат положення об'єкта в поточному кадрі виконується за допомогою кореляційно-екстремального алгоритму. Оцінювання параметрів руху об'єкта і передбачення його положення в кадровій послідовності виконується з використанням фільтра Калмана.

Існуючі алгоритми виявлення і супроводу об'єктів, характеризуються певними вимогами до фоноцільової обстановки і не є універсальними. Тому розробка алгоритмів виявлення і супроводження БПЛА за даними системи відеоспостереження в складних умовах є актуальною.

Перелік посилань

1. Филин Е. Д., Киричек Р. В. Методы обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов на основе анализа электромагнитного спектра // Информационные технологии и телекоммуникации. 2018. Т. 6. № 2 С. 87-93
2. Алгоритмическое обеспечение оптико-электронных систем комплекса защиты объектов от беспилотных летательных аппаратов / В. А.Бондаренко, Г. Э. Каплинский, В. А. Павлова, В. А. Тупиков. // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2018. – С. 15–27.
3. Методи та алгоритми автоматичного відслідковування об'єктів на відеопослідовностях: монографія / А.Ю.Варфоломеев. — К.: КІМ, 2013. — 112 с.:
4. Метод автоматического обнаружения и прослеживания многих малоразмерных объектов в условиях априорной неопределенности / [В. Т. Фисенко, В. И. Можейко, Т. Ю. Фисенко та ін.]. // Известия вузов. Приборостроение. – 2014. – С. 17–22.

Анотація

Розглянуто структурну схему, особливості та алгоритми обробки інформації в панорамних системах відеоспостереження за безпілотними літальними апаратами.

Ключові слова: безпілотний літальний апарат, система відеоспостереження, виявлення, супроводження.

Abstract

In this paper we consider the block diagram, features and algorithms of information processing in panoramic video surveillance systems for unmanned aerial vehicles.

Keywords: unmanned aerial vehicle, video surveillance system, identification, tracking.

МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ОБСТАНОВКИ НА ОСНОВІ ПЛАТФОРМИ EMS-CUBE.INFO

*Тітков Д. В., Лазебний В. С., к.т.н., доцент,
Пілінський В. В. к.т.н., професор
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна*

Стрімке розширення функціональних можливостей радіоелектронних систем спеціального та широкого призначення за одночасного зростання чутливості апаратури суттєво загостило вимоги до вибору і застосуванню засобів забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС). Проблема забезпечення ЕМС є глобальною, тому в країнах Європейської спільноти імплементовано, так звані, ЕМС Директиви, чинною на тепер є третя версія Directive 2014/30/EU.

Яскравим прикладом зростання актуальності проблеми забезпечення ЕМС у широкому сенсі є публікація [1] про виклики щодо забезпечення ЕМС внаслідок широкого впровадження технологій Інтернету речей (ІоТ). Сприяє забезпеченню надійної роботи у штатному режимі чутливих електронних засобів рекомендація Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ) [2].

Основою розв'язку завдань забезпечення ЕМС є професійне визначення електромагнітної обстановки (ЕМО) в певній частині простору і зокрема у конкретному приміщенні.

Метою роботи є пропозиція платформи моделювання ЕМО, яка надає змогу раціонально розташувати радіоелектронну апаратуру (датчики сигналів) та застосувати засоби, за потребою, забезпечення штатного їх функціонування.

В роботі [3] на підґрунті Рекомендації МСЕ [2] наведено аналіз ЕМО у приміщенні з урахуванням ефекту інтерференції (внаслідок відбивань електромагнітної хвилі від поверхонь приміщення).

Застосовано математичну модель за Рекомендацією ІТУ-R P.1238-8 [2]:

$$L_{total} = L(d_0) + N \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + Lf(n), \quad (1)$$

де: N – дистанційний коефіцієнт втрат потужності;

f – частота, МГц;

d – відстань у метрах між джерелом (емітером) та рецептором;

d_0 – еталонна відстань, 1 м;

$L(d_0)$ – втрати потужності електромагнітної хвилі у вільному просторі на трасі d_0 (dB),

$L(d_0) = 20 \log_{10} f - 28$, де f , МГц;

L_f – коефіцієнт втрат внаслідок проходження сигналу через підлогу, дБ;

n – кількість поверхів між джерелом і рецептором ($n \in 0$), $L_f = 0$ дБ для $n = 0$.

На підставі цієї ж моделі розроблено дискретно-ітераційний метод для визначення ЕМО у насиченому різномірними радіоелектронними приладами апаратному приміщенні кіноконцертного комплексу [4].

У роботі [5] наведено результати визначення ЕМО в офісному приміщенні із застосуванням програмного забезпечення, призначеного для раціонального розташування Wi-Fi роутерів.

У запропонованій авторами програмі **ems-cube.info** рис.1 [6] використано статистичну модель (1).

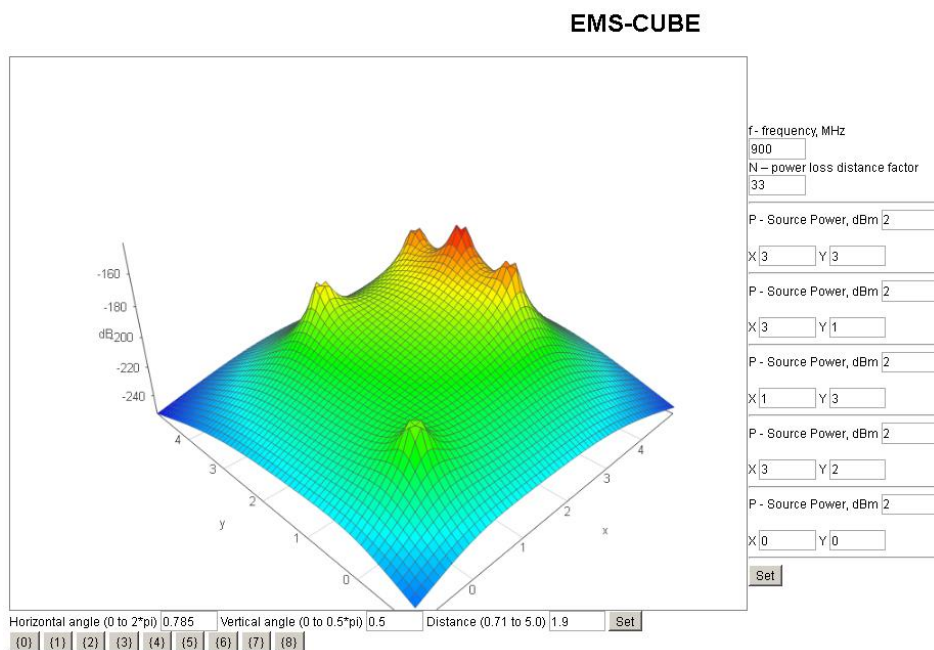
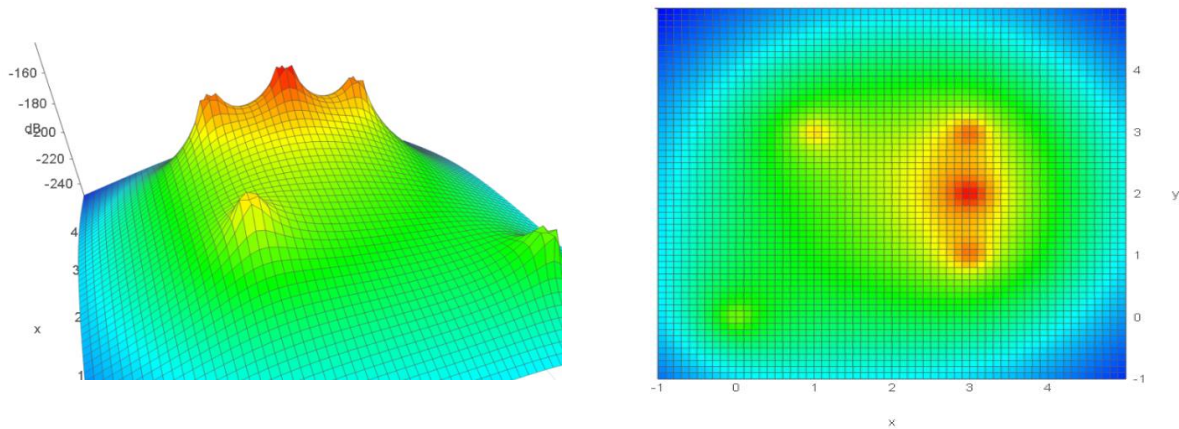


Рисунок 1 – Головне вікно програми

Перевагою статистичних моделей є те, що їх можна використовувати, коли відсутня повна інформація про приміщення. Очевидно, що результати таких моделей будуть наближеними. До переваг статистичних моделей відносять швидкість розрахунків.

Програма дає змогу побудувати наглядний тривимірний розподіл електромагнітного поля у приміщенні, що утворюють п'ять джерел випромінювання. Рівень електромагнітного поля наведено кольором і висотою над горизонтальною площиною. Графік можна обертати навколо трьох осей, а також можна відобразити рівень поля тільки кольором на плані приміщення.

На рис. 2 наведено різні варіанти подання рівня електромагнітного поля засобами спеціалізованої програми **ems-cube.info** програми.



а

б

Рисунок 2 – Рівні поля: а) – загальний вид, б) – «температурна карта»

Надалі маємо намір удосконалити модель з урахуванням екрануючих елементів, змінення значень випромінюваних частот тощо.

Перелік посилань.

1. Kia Wiklundh, Peter Stenumgaard. EMC Challenges for Internet of Things/ Proceedings of the International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC EUROPE - 2017 IEEE Conference Publications, DOI 10.1109/EMC-EUROPE.2017.

2. ITU-R P.1238-8 Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz. Geneva: ITU-R Recommendations, 2015.,

3. Катин С. В., Шорохова Е. А., Яшнов В. А. Математическая модель электромагнитной обстановки внутри ограниченного пространства. Труды Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева №1(98), 2013.- с.18-27.

4. Volodymyr Pilinsky; Andrey Rozvadovskiy; Alexander Chupakhin; Roman Sirota; Ievgen Zaitsev/. Assessment of the electromagnetic environment hardware control room in cinema and concert hall. Proceedings of the International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC EUROPE -2017 IEEE Conference Publications, DOI 10.1109/EMC-EUROPE.2017., 978-1-5386-0689-6/17/©2017 IEEE 8094740.

5. Пілінський В.В., Ратушний О.С., Тітков Д.В. Аналіз електромагнітної обстановки пристроїв Інтернету речей у приміщенні, Вісник НТУ «ХП», Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХП», 2019. – № 27 (1352). – С. 50 - 55. – ISSN 2079-0740

6. Пілінський В. В., Тітков Д. В. Візуалізація ЕМО у програмі EMS-CUBE.INFO. Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я: тези доповідей XXVIII міжнародної науково-практичної конференції MicroCAD-2020, 21-23 жовтня 2020р.: у 4 ч. Ч. IV. / за ред. проф. Сокола Є.І. – Харків: НТУ «ХП». – 348 с. С. 219.

Анотація

Представлено програмний online комплекс для моделювання електромагнітної обстановки. Розглянуто його можливості та особливості застосування.

Ключові слова: електромагнітне поле, EMC, ЕМО, IoT, моделювання.

Abstract

The online software for modeling of an electromagnetic environment is presented. Its possibilities and features of modeling with its application are considered.

Keywords: electromagnetic field, EMC, EME, IoT, simulating.

**СПОСІБ ПІДВИЩЕННЯ РІВНЯ ОБІЗНАНОСТІ
ПРО ОПЕРАТИВНУ ОБСТАНОВКУ
У ВИКЛЮЧНІЙ (МОРСЬКІЙ) ЕКОНОМІЧНІЙ ЗОНІ**

*Фриз С.П., д.т.н., професор, начальник кафедри¹
Кальватинський О.В., к.т.н., начальник групи²
Авсієвич Р.О.¹*

¹ *Житомирський військовий інститут ім. С.П. Корольова,
Житомир, Україна*

² *Центр прийому і обробки спеціальної інформації та контролю навігаційного поля Державного космічного агентства України, Дунаївці, Україна*

Зважаючи на агресивні дії Російської Федерації в акваторіях Чорного та Азовського морів все більш актуальним стає завдання забезпечення безпеки судноплавства та, як наслідок, потреба підвищення рівня інформаційно-аналітичного забезпечення діяльності відповідних державних органів та структур. Одним із шляхів підвищення рівня інформативності може бути комплексування даних дистанційного зондування Землі з даними систем ідентифікації та контролю місцезнаходження суден.

Так, відповідно до «Міжнародної конвенції з охорони людського життя на морі» (SOLAS-74/88), «Міжнародних правил попередження зіткнень суден у морі», «Глобальної морської системи зв'язку у разі лиха та для забезпечення мореплавства», а також рекомендацій ІМО, морські та річкові судна обладнуються наступними системами ідентифікації:

- система дальньої ідентифікації та контролю місцезнаходження суден (LRIT - Long Range Identification and Tracking);
- система автоматичної ідентифікації суден (AIS - Automatic Identification System);
- міжнародна супутникова пошуково-рятувальна система «Коспас-Сарсат» (Космічна система пошуку аварійних судів – Search and rescue satellite aided tracking);
- система оповіщення про судову безпеку (SSAS – Ship Security Alert System).

Зважаючи на загрози, викликані можливістю зіткнення суден, у мирний час в районах з інтенсивним рухом та у вузьких морських проходах, до яких відносяться Босфор та Керченська протоки, зазначені системи, як правило, підтримуються у робочому стані на всіх судах.

Однак, цілодобове підтримання зазначених систем у робочому стані не поширюється на військові та урядові судна, а також цивільні судна у випадках, коли захист навігаційної інформації передбачено міжнародними договорами. Крім того, перераховані системи, зазвичай, вимикаються у випадках, коли екіпажі суден здійснюють контрабанду вантажів або неза-

конний видобуток природних ресурсів у виключній (морській) економічній зоні.

З метою підвищення рівня обізнаності про оперативну обстановку у виключній (морській) економічній зоні пропонується застосувати комплексування даних ДЗЗ з даними вищенаведених систем ідентифікації та контролю місцезнаходження суден. Запропонований спосіб дозволить підвищити достовірність отримуваної інформації про надводну обстановку у виключній (морській) економічній зоні за рахунок отримання даних з двох незалежних джерел. Крім того, застосування запропонованого способу дозволить оперативно виявляти судна, що ігнорують міжнародні правила судноплавства та не підтримують у робочому стані відповідні системи ідентифікації суден під час здійснення протиправної діяльності у виключній (морській) економічній зоні України.

Для реалізації зазначеного способу існує можливість використання технічних засобів Центру приймання та обробки спеціальної інформації та контролю навігаційного поля Національного центру управління та випробувань космічних засобів Державного космічного агентства України.

У якості потенційних споживачів отриманих матеріалів можна розглядати наступні відомства України: Державна прикордонна служба України, Військово-морські сили України, Державне агентство рибного господарства, а також Міністерство захисту довкілля та природних ресурсів України.

Ефективність запропонованого способу залежить від періодичності отримання даних дистанційного зондування землі, а також їх якості. Збільшення ефективності запропонованого способу можливе за рахунок збільшення кількості джерел отримання відповідної інформації.

Перелік посилань

1. Перелік міжнародних нормативних документів ІМО, що регулюють діяльність системи Дальньої ідентифікації і контролю місцезнаходження Суден [Електронний ресурс] : Резолюції Міжнародної морської організації — Режим доступу: http://www.lrit.gov.ua/ukr/imo_ua.html — Назва з екрана.

2. Міжнародний стандарт «Морське навігаційне та радіокомунікаційне обладнання» [Електронний ресурс] : Стандарт міжнародної електротехнічної комісії 61993-2:2018 — Режим доступу: <https://webstore.iec.ch/publication/34277> — Назва з екрана.

3. Перелік міжнародних документів, що регулюють порядок функціонування системи «Cospas-Sarsat» [Електронний ресурс] : Рішення керівного комітету міжнародної системи «Cospas-Sarsat» — Режим доступу: <https://cospas-sarsat.int/ru/documents-pro/system-documents> — Назва з екрана.

3. Національний центр управління та випробування космічних засобів [Електронний ресурс] : Центр прийому і обробки спеціальної інформації та контролю навігаційного поля — Режим доступу: <https://spacecenter.gov.ua/tsposi-ta-knp> — Назва з екрана.

Анотація

Представлено спосіб підвищення інформаційної обізнаності про оперативну обстановку у виключній (морській) економічній зоні. Запропонований спосіб дозволяє збільшити достовірність інформації про переміщення суден у виключній (морській) економічній зоні, а також виявляти судна, що порушують міжнародні правила судноплавства.

Ключові слова: виключна (морська) економічна зона, ідентифікація суден, моніторинг, правила судноплавства.

Abstract

A method to increase information awareness of the operational situation in the exclusive economic zone (sea zone) is presented. The proposed method allows to increase the reliability of information on the movement of vessels in the exclusive economic zone (sea zone), as well as to identify vessels that violate the Regulation of International Shipping.

Key words: exclusive economic zone (sea zone), vessel identification, monitoring, shipping regulation.

ПРОТОКОЛ ПЕРЕДАЧІ ВІДЕОПОТОКУ РЕАЛЬНОГО ЧАСУ З БЕЗПОСЕРЕДНЬОЮ ІНКАПСУЛЯЦІЄЮ В КАДРИ ETHERNET

Ходнєв Т.А., аспірант; Лисенко О.М., д.т.н., проф.

*Кафедра конструювання електронно-обчислювальної апаратури (КЕОА),
Факультет електроніки, Національний технічний університет України
"Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського"
Київ, Україна*

В роботі [1] розглянуто модель для оцінки інтегральної ефективності використання тракту зв'язку мережевими протоколами з врахуванням завад та запропоновано композиційний підхід для врахування міри впливу відповідних протоколів кожного з рівнів моделі OSI на результуючий коефіцієнт ефективності. Виходячи з основних концепцій композиційного підходу за рахунок інкапсуляції PDU-носіїв (Protocol data unit) кожного з використовуваних для передачі відеопотоку протоколів верхнього рівня у носії протоколів нижнього рівня, на кожному наступному рівні відбувається збільшення об'єму даних що передаються. В свою чергу, це призводить до скорочення об'єму корисного навантаження в тракті та, відповідно, зменшення коефіцієнту ефективності використання тракту зв'язку при збільшенні кількості рівнів застосовуваних протоколів.

В роботі [2] зазначену вище модель використано для оцінки коефіцієнта інтегральної ефективності двох розповсюджених технологій потокової відеопередачі на базі стеків GigE Vision та RTSP, а в роботі [3] – розглянуто питання отримання відеопотоку з MIPI CSI камер з використанням апаратного прискорення, запропоновано і доведено доцільність фрагментації отримуваних з камери кадрів відео з метою зменшення затримок обробки та подальшої передачі відеопотоку.

Відповідно можна стверджувати, що використання для передачі відеопотоку більш низькорівневих за моделлю OSI протоколів дозволяє досягти потенційно більшого значення коефіцієнта ефективності використання тракту зв'язку, а фрагментарна обробка та передача відеопотоку дозволяє задовольнити вимоги реального часу при передачі відео. Виходячи з цього та з врахуванням, що в системах отримання та передачі відеопотоку, які відповідають запропонованій в [3] структурно-функціональній організації, кадри відеопотоку поступають на стадію передачі у початково фрагментарному вигляді, доцільно запропонувати відповідний протокол передачі відеопотоку, який би враховував зазначені вище особливості та, будучи інкапсульованим безпосередньо в Ethernet-кадри, дозволяв би отримати вищу ефективність використання тракту зв'язку у порівнянні з існуючими технологіями передачі відеопотоку.

На рис. 1 наведено формат носія запропонованого протоколу передачі

відеопотоку, де поле *C/D* (1 біт) – індикатор "команда/дані", що рівний 0 для даних та 1 для команди (формат команд зарезервований на майбутнє та в даній роботі не розглядається); поле *FRAMENUM* (4 біти) – лічильник, значення якого вказує на номер поточного кадру в потоці (переповнюється за модулем 32); поле *FRAGNUM* (11 біт) – номер поточного фрагменту кадру; *Fragment byte* – дані фрагмента кадру відеопотоку.

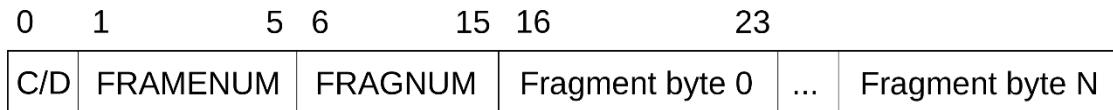


Рис. 1. Формат PDU запропонованого протоколу передачі відеопотоку

Наведений вище на рис. 1. протокол потребує встановлення певного значення поля *EtherType* кадру Ethernet для можливості відокремлення його від інших протоколів, що працюють над Ethernet. Запропонований протокол додає до корисного навантаження два байти. Виходячи з формату кадру Ethernet, розмір заголовків, що додаються до корисного навантаження, становить 78 Б. При застосуванні jumbo Ethernet кадру з MTU (Maximum transmission unit) рівним 9000 Б, розмір корисного навантаження кадру може становити до 8960 Б [4]. При передачі не стисненого Full HD відеопотоку з роздільною здатністю 1920 x 1080 пікселів, форматом пікселя YUV422 (4 Б / 2 пікселя) та фрагментацією кадру по два рядки шириною 1920 пікселів кожний, теоретичне значення коефіцієнта інтегральної ефективності використання тракту зв'язку [1] буде становити (1):

$$k_{CPE} = \frac{B_{PL}}{B_{PL} + B_{ADD}} = \frac{2 \cdot 1920 \cdot (4/2)}{2 \cdot 1920 \cdot (4/2) + 78 + 2} = 0.9897, \quad (1)$$

де k_{CPE} – теоретичне значення коефіцієнта інтегральної ефективності використання тракту зв'язку для запропонованого протоколу; B_{PL} – об'єм корисного навантаження кадру Ethernet, Б; B_{ADD} – розмір заголовків, що додаються до корисного навантаження в процесі інкапсуляції, Б.

Порівнюючи отримане теоретичне значення коефіцієнта ефективності використання тракту зв'язку для запропонованого протоколу з отриманим в роботі [2] значенням відповідного коефіцієнта для технології передачі GigE Vision (від 0.968 до 0.974 за результатами експерименту), можна стверджувати, що запропонований протокол є гіпотетично більш ефективним в термінах використання тракту зв'язку. Проте, підтвердження даної гіпотези потребує подальшого проведення експериментальної перевірки.

Іншими перевагами запропонованого протоколу є безпосередня підтримка фрагментарного представлення кадрів відеопотоку без необхідності його перекодування, що дозволяє відносно просто реалізувати даний протокол на базі FPGA (Field-Programmable Gate Array), а також використання компактного поля типу "команда/дані", що дає змогу за необхідності в подальшому розширювати даний протокол із забезпеченням можливості зворотної сумісності із поточною версією протоколу.

Перелік посилань

Ходнев Т.А. Поуровнево-декомпозиционная модель оценки интегральной эффективности использования тракта связи с учетом помех / Т.А. Ходнев, А.И. Антонюк, А.Ю. Варфоломеев, А.Н. Лысенко // Микросистемы, Электроника та Акустика. – 2018. – Т. 23, N 6. – С. 29-33. – Режим доступу: DOI: [10.20535/2523-4455.2018.23.6.154720](https://doi.org/10.20535/2523-4455.2018.23.6.154720)

Khodniev T.A. Comparison of RTSP and GigE Vision video streaming technologies in terms of communication path utilization efficiency: an experimental approach / T.A. Khodniev, A.Y. Varfolomieiev, O.M. Lysenko, O.I. Antonyuk // 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo). – Одеса, 2018. – С. 1-4. – Режим доступу: DOI: [10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047531](https://doi.org/10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047531)

Ходнев Т.А. Акселерована реестрація MIPI CSI відеопотоку в задачах передачі відео реального часу / Т.А. Ходнев, М.С. Голуб, О.В. Кужильний, О.М. Лисенко, А.Ю. Варфоломеев // Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування. – 2020. – Т. 82. – С. 35-43. – Режим доступу: DOI: [10.20535/RADAP.2020.82.35-43](https://doi.org/10.20535/RADAP.2020.82.35-43)

Jumbo frame [Електронний ресурс] // Wikipedia, The Free Encyclopedia. – Режим доступу : https://en.wikipedia.org/wiki/Jumbo_frame

Анотація

В роботі запропоновано протокол передачі відеопотоку, що інкапсулюється в кадр Ethernet, підтримує фрагментарний характер кадрів відеопотоку, передбачає можливість передачі команд керування та можливість подальшого розширення із забезпеченням зворотної сумісності із поточною версією.

Для зазначеного протоколу розраховано теоретичне значення коефіцієнта ефективності використання тракту зв'язку при передачі Full HD відеопотоку, відповідне значення становить 0.9897.

Ключові слова: відеопотік, протокол, мережа, Ethernet

Abstract

The paper proposes a video streaming protocol that is encapsulated into an Ethernet frame, supports the fragmented nature of frames of the video stream, provides for the transmission of control commands and the possibility of being further expanded while keeping the backward compatibility with the current version.

For the proposed protocol, the theoretical value of the communication path utilization efficiency coefficient when transmitting a Full HD video stream is estimated, the corresponding value is 0.9897.

Key words: video stream, protocol, network, Ethernet

Секція 4. 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: Євгеній Нелін

Секретар секції: Вікторія Головня

ХАРАКТЕРИСТИКИ НІТРИД ГАЛІЄВИХ ТРАНЗИСТОРІВ У БЕЗМОСТОВОМУ КОРЕКТОРУ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ TOTEM POLE PFC

Арсенюк Д.О., аспірант, Зінковський Ю.Ф., д.т.н., професор
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна

Коректор коефіцієнта потужності (ККП) виконує функцію активної фільтрації вхідного струму живлення мережі. Схеми ККП активно застосовуються для перетворення потужності у АС-DC імпульсних перетворювачах енергії.

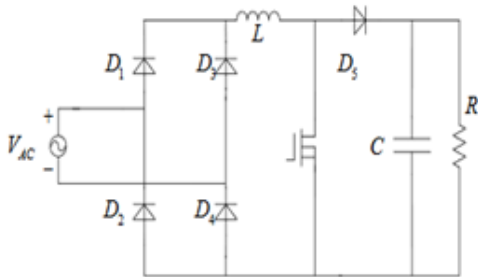


Рисунок 1. Активний ККП

Найбільш типовою для високочастотних приладів являється схема перетворювача, яка складається з випрямного діодного моста та імпульсного підвищувального перетворювача (рис.1), який складається із індуктора, силового ключа та випрямного діода. ККП контролює струм, включаючи та виключаючи силовий польовий транзистор MOSFET, синхронізуючи напругу та фазу джерела живлення та надаючи форму синусоїди струму на індукторі (рис. 1).

Змінний струм протікає через два діода на мосту та силовий ключ, які визначають втрати потужності, що обмежують загальну енергоефективність імпульсного перетворювача. Існує ряд топологій, які виключають міст для зниження втрат потужності, такий як Totem Pole PFC (рис. 2).

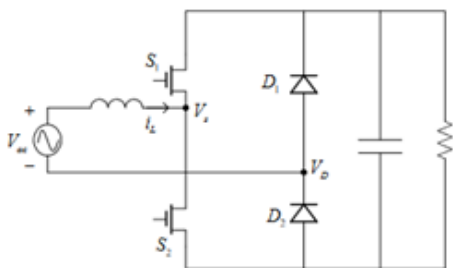


Рисунок 2 — Безмостовий ККП Totem Pole

Принцип роботи якого здійснюється чергуванням переключень транзисторів в залежності від полярності змінного струму [1]. Високочастотні транзистори разом із індуктором створюють синхронний режим під-вищуючого перетворювача. Під час позитивного циклу роботи, ключ S2 являється перемикачем підсилення, котрий приводиться в дію робочим циклом D, а ключ S1 широтно-імпульсною модуляцією. Протягом усього циклу, діод D2 постійно проводить струм. Протягом негативного циклу робота пристрою аналогічно, за винятком того, що роль високочастотного перемикача на високому та низькому рівні поміняна місцями.

Великий заряд зворотного відновлення у кремнієвих польових транзисторів зменшує загальну ефективність безмостового ККП. Порівняння мо-

делей галій нітридного польового транзистора типу GS66506T [2] та кремнієвого типу IPBE65R115CFD7A [3] показує, що відсутність зворотного відновлення (відсутність вбудованого діоду) дає низькі втрати при перемицанні, а тому і забезпечує більшу енергоефективність приладу (таблиця 1).

Таблиця 1

| Параметри | GaN(GS66506T) | Si(IPBE65R115CFD7A) |
|---------------------------------------|---------------|---------------------|
| Напруга стік-витік | 650 В | 650 В |
| Струм стоку I_d | 22,5 А | 21 А |
| Опір відкритого каналу R_{ds} | 67 мОм | 115 мОм |
| Заряд затвору Q_g | 4,5 нКл | 42 нКл |
| Заряд зворотного відновлення Q_{rr} | 0 Кл | 0.56 мкКл |

Для підтвердження ефекту підвищення ефективності галій нітридних приладів було спроектовано модель безмостового Totem Pole коректора коефіцієнта потужності у програмі LTSpice, де були використані розглянуті транзистори [4]. На рис. 3 зображені характеристики схеми, а саме вхідний струм, який має синусоїдальну форму, вихідну

напругу та потужністю розсіювання на навантаженні.

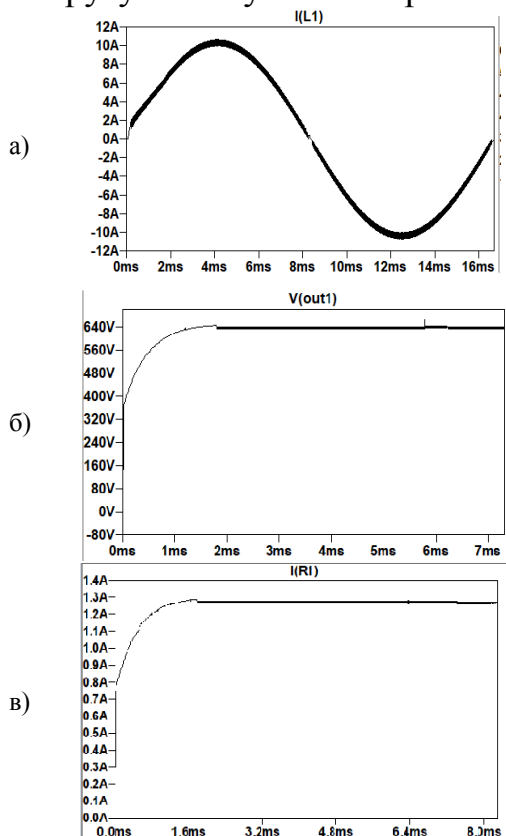


Рисунок 3 — Основні характеристики перетворювача: а) струм на індукторі; б) Вихідна напруга перетворювач; в) Вихідний струм навантаження

Порівняння роботи перетворювача при роботі кремнієвих та галій нітридних польових транзисторів можна відрізнити на характеристиці струму стік-витік на рис. 4. Як видно, відсутність вбудованого діоду та особливості структури нітрид галієвих транзисторів зменшує динамічні втрати, при тому, що комутація нітрид галієвого транзистора відбувається на порядок швидше. зменшується зменшує шанс помилкового відкриття транзистора при підвищенні напруги на затворі через ефект Міллера, який полягає в збільшенні затворної ємності.

Використання нітрид галієвих транзисторів у безмостових схемах коректора коефіцієнта потужності зменшує сумарні втрати в більш ніж у 2 рази у порівнянні з кремнієвими польовими транзисторами, що забезпечує співрозмірне підвищення енергоефективності перетворювача.

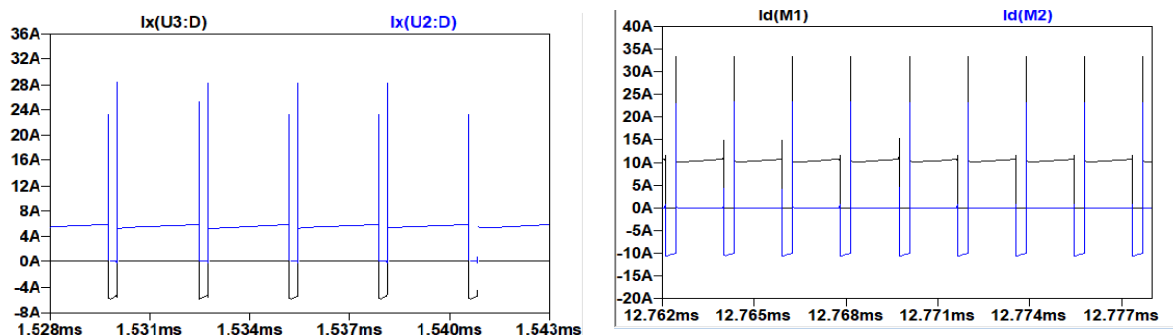


Рисунок 4. Характеристика струму стік-витік кремнієвого (справа) та галій нітридного транзистора

Розроблені безмостові ККП на основі нітрид галієвих польових транзисторів за рахунок високої енергоефективності та схемного удосконалення рекомендується для широкого використання як джерела живлення мікроелектронних пристроїв.

Перелік посилань

1. B. Su, J. Zhang and Z. Lu, “Totem-pole Boost Bridgeless PFC rectifier with simple zero-current detection and full-range ZVS operating at the boundary of DCM/CCM,” IEEE Trans. Power Electron., vol.26, no.2, Feb. 2011
2. GS66506T Top-side cooled 650 V E-mode GaN transistor Datasheet [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2020/04/GS66506T-DS-Rev-200402.pdf>
3. IPBE65R115CFD7A 650 V CoolMOS CFD7ASJ Power Device [Електронний ресурс]. Режим доступу: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPBE65R115CFD7A-DataSheet-v02_01-EN.pdf
4. Giesselmann, M. Modeling Power Factor Correction Circuits with LTspice / Michael Giesselmann, Vishwajit Roy, — 2018 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC) — 2018.

Анотація

У роботі представлений аналіз застосування нітрид галієвих транзисторів у безмостових схемах коректорів коефіцієнту потужності та проведено порівняння з кремнієвими польовими транзисторами за допомогою SPICE-симуляції, яка показала їх значну енергоефективність.

Ключові слова: нітрид галію, GaN, ККП, PFC.

Abstract

The paper presents an analysis of the use of gallium nitride transistors in bridge-free circuits of power factor correctors and compares with silicon field-effect transistors using which showed their significant energy efficiency.

Keywords: gallium nitride, GaN, PFC.

ЕНЕРГЕТИЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ДВОПОЛЮСНОЇ СХЕМИ ЗАМІЩЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОГО КОЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ, ЕКВІВАЛЕНТНОЇ ЗА ПОТУЖНІСТЮ

Артеменко М.Ю., доктор технічних наук, професор;
Петров Д.О., студент

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

Двополюсні схемні еквіваленти Тевенена та Нортонна широко застосовуються в теорії електричних кіл для розрахунку струму чи напруги однієї вітки, що представляється навантаженням відповідного еквівалентного генератора. Однак енергетичні властивості первинного кола ці схемні еквіваленти відображають неадекватно, зокрема, в режимах розриву та замикання вихідних затискачів значення їх ККД набувають нульового або одиничного значення [1]. На рис.1 представлена двополюсна схема заміщення [2] електричного кола постійного струму (ЕКПС) довільної складності, що складається з незалежних джерел напруги та резисторів. Від добре відомої схеми заміщення Тевенена з ЕРС E_{ab} та опором R_{ab} еквівалентного генератора вона відрізняється наявністю резистора з провідністю G_p , що відображає сумарну потужність втрат усіх резисторів первісного кола при нульовому струмі навантаження. За належного вибору величини цієї провідності забезпечується еквівалентність даної схеми заміщення первісному колу не тільки за струмом та напругою навантаження, але і за потужністю. Це відкриває можливість досліджувати енергетичні властивості первісної схеми на її спрощеній двополюсній схемі заміщення, оптимізуючи параметри навантаження для досягнення максимального ККД.

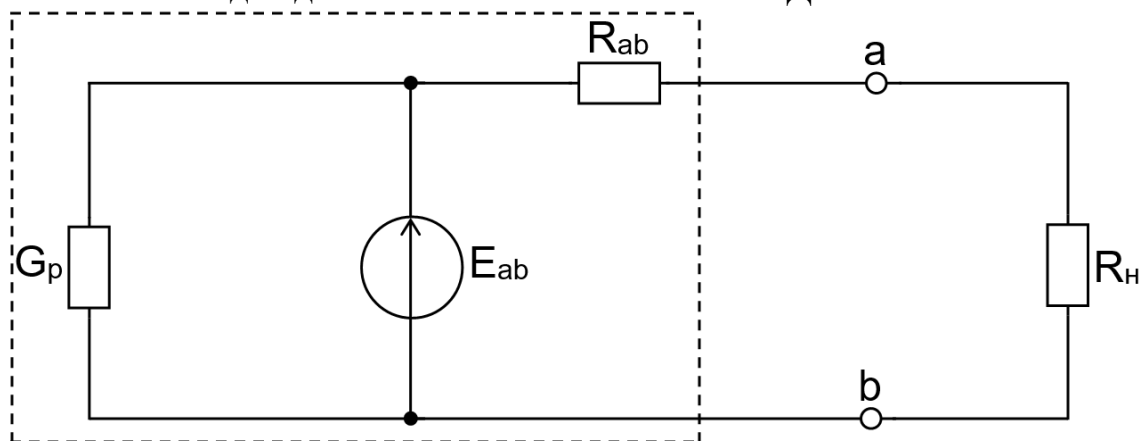


Рисунок 1. Двополюсна схема заміщення [2] електричного кола постійного струму, еквівалентна за потужністю

Налаштування параметрів двополюсної схема заміщення здійснюється за результатами досліду розриву вихідних затискачів ab первісного кола, в результаті якого визначаються напруга розриву U_p та потужність P_p , що

відповідає перетворенню електричної енергії на тепло всередині кола, та досліду замикання вихідних затискачів з визначенням струму замикання I_3 та сумарної потужності P_3 усіх резисторів в цьому режимі. Величини параметрів двополюсної схеми заміщення розраховують за формулами $E_{ab}=U_p$; $R_{ab}=U_p/I_3$; $G_p=P_p/U_p^2$. Значення $P_3=P_p+U_p I_3$ може бути використане для перевірки вірності чи підвищення точності вимірювання параметрів схеми заміщення первісного кола.

За двополюсною схемною моделлю (рис.1) при $G_p \neq 0$ знайдемо оптимальну величину опору навантаження R_{H0} , що забезпечує максимальне значення коефіцієнта корисної дії

$$\eta = P_H / (P_H + P_B) = (1 + P_B / P_H)^{-1}, (1)$$

де $P_B = E_{ab}^2 G_p + E_{ab}^2 R_{ab} / (R_H + R_{ab})^2$ – потужність, що розсіюється всередині кола; $P_H = E_{ab}^2 R_H / (R_H + R_{ab})^2$ – потужність навантаження.

Для мінімізації відношення P_B / P_H представимо його у вигляді

$$\frac{P_B}{P_H} = R_{ab} G_H + \frac{R_{ab} G_p (1 + R_{ab} G_H)^2}{R_{ab} G_H} = x + \frac{\rho(1+x)^2}{x} = x(1+\rho) + 2\rho + \rho x^{-1}, (2)$$

де $G_H = R_H^{-1}$; $x = R_{ab} G_H$; $\rho = R_{ab} G_p = P_p / I_3 U_p = P_p / (P_3 - P_p)$.

Дослідження (2) на мінімум за параметром x дає його оптимальне значення $x_0 = \sqrt{\rho / (1 + \rho)}$, звідки оптимальне значення опору навантаження

$$R_{H0} = R_{ab} \sqrt{1 + \rho^{-1}} = \frac{U_p}{I_3} \sqrt{1 + \frac{U_p I_3}{P_p}} = \frac{U_p}{I_3} \sqrt{\frac{P_3}{P_p}}. (3)$$

Вираз для оптимального значення опору навантаження (3), узгоджується з результатами досліджень [3] складніших двополюсних схем заміщення ЕКПС з джерелами як напруги, так і струму, еквівалентних за потужністю. Як відомо [1], узгодження навантаження для класичного схемного еквівалента Тевенена з метою отримання максимальної потужності навантаження дає оптимальне значення опору навантаження $R_{H0} = R_{ab}$, при якому ККД досягає 50%. Для схемного еквівалента ЕКПС з $G_p \neq 0$ використання цього значення опору навантаження призводитиме до зниження реального значення ККД.

Мінімальне значення відношення потужностей з (2) при навантаженні, що визначається (3), складає

$$\left(\frac{P_B}{P_H} \right)_0 = \sqrt{\frac{\rho}{1+\rho}} + \sqrt{\rho(1+\rho)} \left(1 + 2\sqrt{\frac{\rho}{1+\rho}} + \frac{\rho}{1+\rho} \right) = 2\sqrt{\rho}(\sqrt{\rho} + \sqrt{1+\rho}),$$

при цьому максимальне значення ККД кола

$$\eta_0 = \frac{1}{1 + 2\sqrt{\rho}(\sqrt{\rho} + \sqrt{1+\rho})} = \frac{\sqrt{1+\rho} - \sqrt{\rho}}{\sqrt{1+\rho} + \sqrt{\rho}} = (\sqrt{1+\rho} - \sqrt{\rho})^2. (4)$$

Формула (4) дозволяє знайти величину параметра ρ , що забезпечує

бажане значення КПД:

$$\rho = 0.25(1 - \eta_0)^2 / \eta_0. \quad (5)$$

Зокрема, для досягнення 50% ККД $\rho_{50} = 1/8$, ККД у 90% забезпечує значення $\rho_{90} = 1/360$.

Таким чином, в ЕКПС довільної складності, що складається з незалежних джерел напруги та резисторів, параметр $\rho = P_p / I_3 U_p$, що може бути знайдений дослідним шляхом, є єдиним фактором, що визначає максимальний ККД цього кола. При цьому, згідно (4), величина максимального ККД може бути як нижче, так і вище 50%, що приймається за еталонне значення при узгодженні навантаження в класичному схемному еквіваленті Тевенена, а оптимальне значення опору навантаження відповідно до (3) перевищує рекомендовану для цього еквівалента величину. Величина параметра ρ , що забезпечує бажане значення КПД, визначається за (5).

Перелік посилань

1. Основи теорії кіл: Підручник для студентів вищих навчальних закладів. Ч. 1 / Ю. О. Коваль, Л. В. Гринченко, І. О. Милютченко, О. І. Рибін / За заг. редакцією В. М. Шокало та В. І. Правди. — Х.: Компанія СМІТ, 2008. — 432 с.
2. I. Barbi, "Power conservative equivalent circuit for dc networks," IEEE Access, vol. 8, pp. 113667–113674, 2020.
3. L. Corradini, "General Power-Equivalent Synthesis of Resistive DC Networks," IEEE Access, vol. 8, pp. 160711 - 160722, 2020.

Анотація

Показано, що максимальний ККД електричного кола постійного струму, що складається з незалежних джерел напруги та резисторів, визначається єдиним параметром, що може бути знайдений за дослідними розриву та короткого замикання. Наведено формулу для значення цього параметра, що забезпечує бажане значення ККД.

Ключові слова: схема заміщення, еквівалентність за потужністю.

Abstract

It is shown that the maximum efficiency of a DC electric circuit, consisting of independent voltage sources and resistors, is determined by a single parameter that can be found by open and short circuit experiments. The formula for the value of this parameter is given, which provides the desired value of efficiency.

Keywords: substitution scheme, power equivalence.

СИНТЕЗ SPICE МАКРОМОДЕЛІ КЕРУВАННЯ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИМ МОДУЛЯТОРОМ

*Барило Г.І., д.т.н., доцент; Голяка Р.Л., д.т.н., професор;
Готра З.Ю., д.т.н., професор; Гельжинський І.І., к.т.н., доцент;
Національний університет «Львівська політехніка», Львів, Україна*

У відповідності до сучасних вимог енергоефективності, керування органічними світловипромінюючими структурами (ОСВС) здійснюється широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) струму живлення. Глибина модуляції задається рівнями керуючих сигналів. Такими керуючими сигналами може бути напруга зворотного зв'язку драйвера ОСВС, інтенсивність її випромінювання, що вимірюється фоточутливим сенсором, чи напруга, що використовується аргументом її вимірювальної характеристики [1, 2].

В процесі розроблення драйверів ОСВС виникають задачі дослідження закономірностей перехідних процесів, визначення критеріїв оптимізації параметрів, адаптації методу широтно-імпульсної модуляції живлення з використанням зворотного зв'язку. Такий зворотний зв'язок реалізується на основі сигналів струму живлення, інтенсивності чи колірності випромінювання. Вирішення цих задач передбачає використання методів модельного дослідження мікроелектронних контролерів ОСВС, що поєднує SPICE макромоделі цих структур, драйверів підвищення напруги живлення на основі широтно-імпульсної модуляції та сигнальних перетворювачів *in-situ* дослідження характеристик цих структур.

В даній роботі вирішується задача синтезу SPICE макромоделі керування широтно-імпульсним модулятором, яка поєднує переваги простоти реалізації та здатності до адаптації відповідно до алгоритму керування та параметричного аналізу дослідженої схеми перетворювача.

Проведений нами аналіз параметрів SPICE компонентів показав доцільність використання керованого аналогового ключа типу S(Voltage-controlled switch, V-Swich), функціональна характеристика якого у відповідності до синтаксису SPICE представляється математичними виразами та кодом логіки перемикачів:

```
If VON > VOFF
  If VC >= VON
    RS = RON
  If VC <= VOFF
    RS = ROFF
  If ROFF < VC < VON
    RS = exp(LM+3*LR*(VC-VM)/(2*VD)-2*LR*(VC-VM)^3/VD^3)
If VON < VOFF
  If VC <= VON
    RS = RON
  If VC >= VOFF
    RS = ROFF
  If VOFF > VC > VON
    RS = exp(LM-3*LR*(VC-VM)/(2*VD)+2*LR*(VC-VM)^3/VD^3)
```

| |
|--|
| VC = Voltage across the control nodes LM = Log-mean of resistor values = $\ln((RON*ROFF)^{.5})$ LR = Log-ratio of resistor values = $\ln(ROFF/RON)$ VM = Mean of control voltages = $(VON + VOFF)/2$ VD = Difference of control voltages = $VON-VOFF$ k = Boltzmann's constant T = Analysis temperature RS = Switch output resistance |
|--|

де: if ... then – логічна умова типу «якщо ...то», & - логічна операція

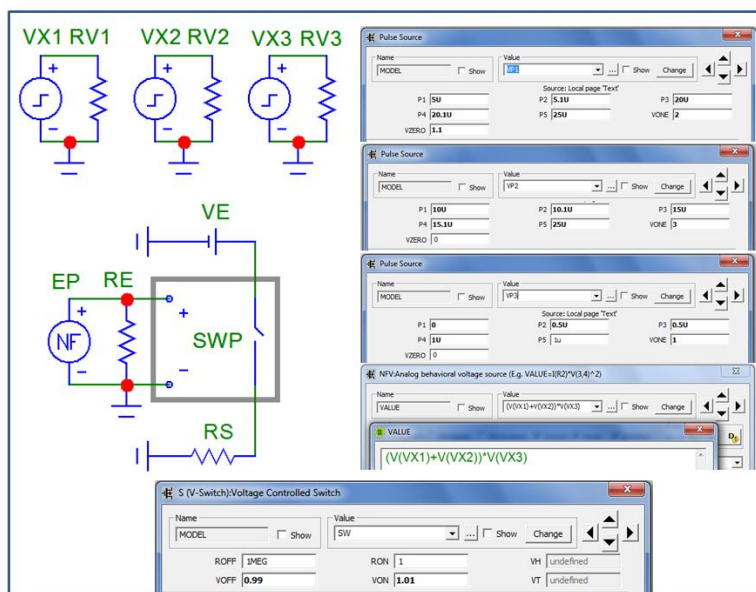


Рисунок 1. Структура макромоделі широтно-імпульсного керування

«I»; R_{ON} (On resistance) – опір у включеному стані; R_{OFF} (Off resistance) – опір у виключеному стані; V_C (Voltage across the control node) – напруга вхідного кола керування ключом; V_{ON} (Control voltage for on state) – напруга включеного стану; V_{OFF} (Control voltage for off state) – напруга виключеного стану.

Розроблена макромодель (рис. 1) містить аналоговий ключ SPW з пе-

редавальною характеристикою, яка розраховується аналітичним способом без прив'язки до фізичних механізмів перемикання – зокрема, перемикання польових транзисторів. Керування таким аналоговим ключем здійснюється функціонально керованим джерелом EP, вихідна напруга якого визначається, в свою чергу, набором інших постійних та імпульсних джерел VX1, VX2, VX3 (здебільшого використовують від двох до чотирьох таких джерел).

Напруга керування V_C ключем задається функціонально керованим джерелом EP, що містить декілька складових, зокрема декілька адитивних та одну мультиплікативну складові модуляції. Адитивні складові можуть представлятися прямокутними (трапецеїдальними) імпульсами певної амплітуди та тривалості, а мультиплікативна складова – трикутні імпульси, частота яких в кінцевому виді представляє частоту ШІМ.

На рис. 2 наведено результати моделювання в якому використовується два рівні адитивної складової, представлені трапецеїдальними імпульсами $V(VX1)$, $V(VX2)$, та одним рівнем мультиплікативної складової, представлені трикутними імпульсами $V(VX3)$. Форми сигналів цих джерел та результат синтезу керованої широтно-імпульсної модуляції, що формується ключем типу S(V-Swich) представлено на рис. 2

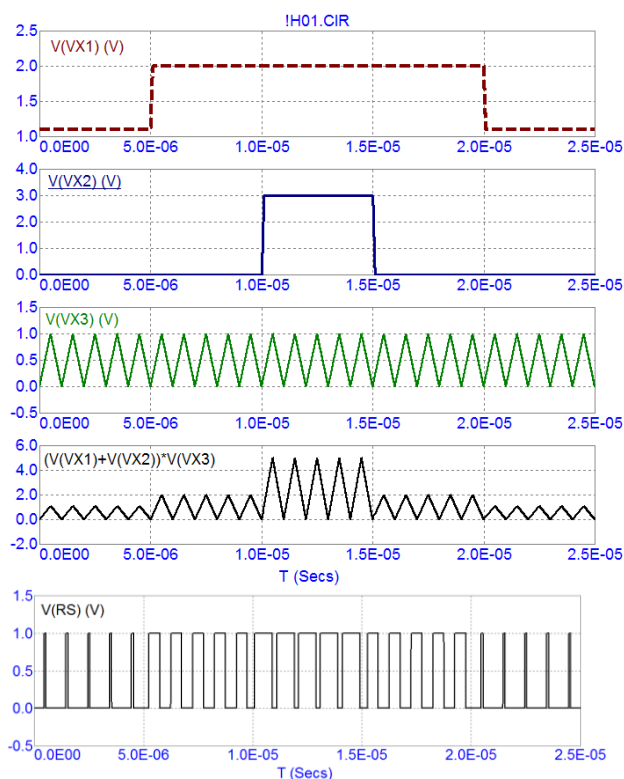


Рисунок 2. Діаграми джерел VX1, VX2, VX3, EP та вихідної напруги V(RS) керованого широтно-імпульсного модулятора

Наведені діаграми відображають дискретне перемикання коефіцієнту модуляції для цифрового керування модулятором.

Перелік посилань

1. Grayson L.Ingrama, Yong-Biao Zhao, Zheng-Hong Lu, Exciton-triggered luminance degradation of organic light-emitting diodes , Organic Electronics Volume 69, June 2019, Pages 160-163
2. Hyeck Go, Eun-Mi Han, Moon Hee Kang, Yong Hyun Kim, Changhun Yuna, Fine control of optical scattering characteristics of porous polymer light-extraction layer for organic light-emitting diodes, Organic Electronics Volume 67, April 2019, Pages 79-88

Анотація

Розроблено макромодель керування широтно-імпульсним модулятором в колах живлення органічних світловипромінюючих структур. Наведено структуру SPICE моделі та характерні особливості функціонування.

Ключові слова: органічна світловипромінююча структура, SPICE модель.

Abstract

A macromodel of pulse-width modulator control in power supply circuits of organic light-emitting structures has been developed. The structure of the SPICE model and characteristic features of functioning are given.

Keywords: organic light-emitting structure, SPICE model.

МІКРОПРОЦЕСОРНА СИСТЕМА ДЛЯ КОНТРОЛЮ КОНЦЕНТРАЦІЇ ПАРИ АЦЕТОНУ

Барило Г.І.¹, д.т.н., доцент; Микитюк З.М.¹, д.ф.-м.н., професор; Вісьтак М.В.², д.т.н., професор, Кремер І.П.¹, к.т.н., доцент;
Івах М.С.¹, к.т.н., ст. викладач;

¹Національний університет «Львівська політехніка», Львів, Україна

²Національний медичний університет ім. Данила Галицького,
Львів, Україна

Створення високочутливих оптичних сенсорів для якісного та кількісного аналізу шкідливих речовин є актуальною проблемою для контролю наявності цих речовин та моніторингу довкілля.

Рідкокристалічні речовини є перспективним матеріалом для сенсорної електроніки завдяки своїй унікальній особливості змінювати спектральну характеристику під впливом різноманітних зовнішніх факторів.

Відомо [1], що пара деяких органічних речовин (етанол, метанол, ацетон) після поглинання холестеричним рідким кристалом (РК) приводить до зміни довжини хвилі селективного відбивання цього кристала, що може бути покладено в основу створення чутливих елементів оптичних сенсорів. Наші попередні дослідження [2] показали, зміна довжини хвилі селективного відбивання в межах видимого діапазону довжин хвиль дає можливість визначати концентрацію різноманітних газових середовищ, зокрема, як це представлено на рис.1. Дана властивість РК речовини використана нами для визначення концентрації ацетону в повітрі при діагностиці діабету.

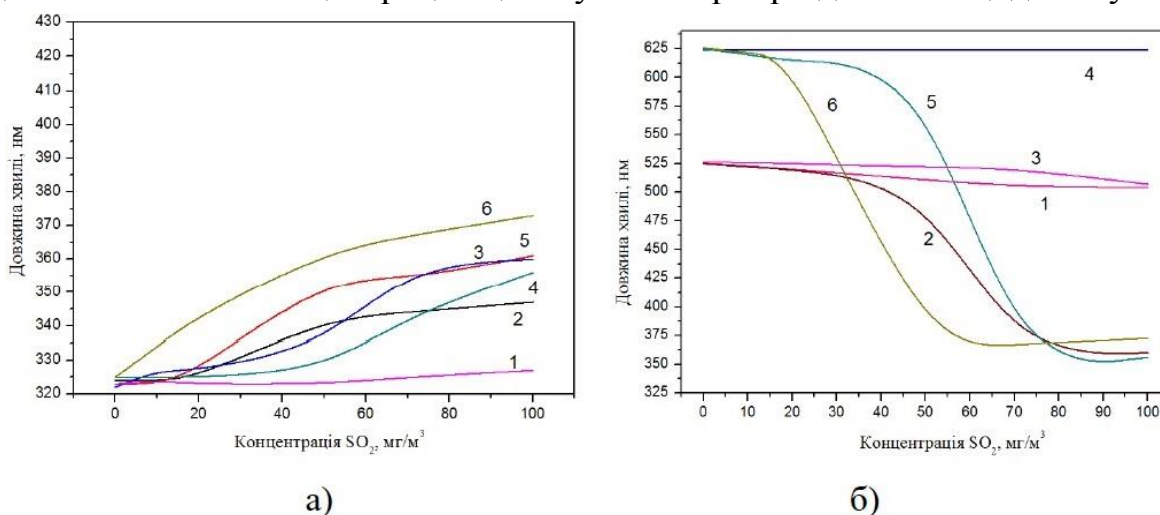


Рисунок 1. Залежність зміни довжини хвилі короткохвильового (а) та довгохвильового мінімуму (б) пропускання світла від концентрації SO_2 для холестерично-нематичної суміші із двостінними нанотрубками: 1 – концентрація нанотрубок 0,15 % та концентрація SO_2 25%; 2 – 0,3% та 25%; 3 – 0,5% та 25%; 4 – 0,15% та 35%; 5 – 0,3% та 35%; 6 – 0,5% та 35%.

Даний підхід використано для побудови чутливого елемента парів

ацетону, який реалізовано в розробленому сенсорі, функціональну схему якого наведено на рис. 2. В сенсорі використано типову схему побудови оптичних сенсорних пристроїв контролю газових середовищ [3, 4].

В оптичному блоці сенсора, додатково використано електромагнітний активатор чутливого елемента. Він забезпечує контрольований контакт газового середовища з чутливим елементом під час вимірювання.

Процес вимірювання ґрунтується на визначенні проміжку часу від початку активації чутливого елемента до моменту порогової зміни його оптичних характеристик. Фактично, значення концентрації є часовою функцією до моменту перемикання оптичного елемента.

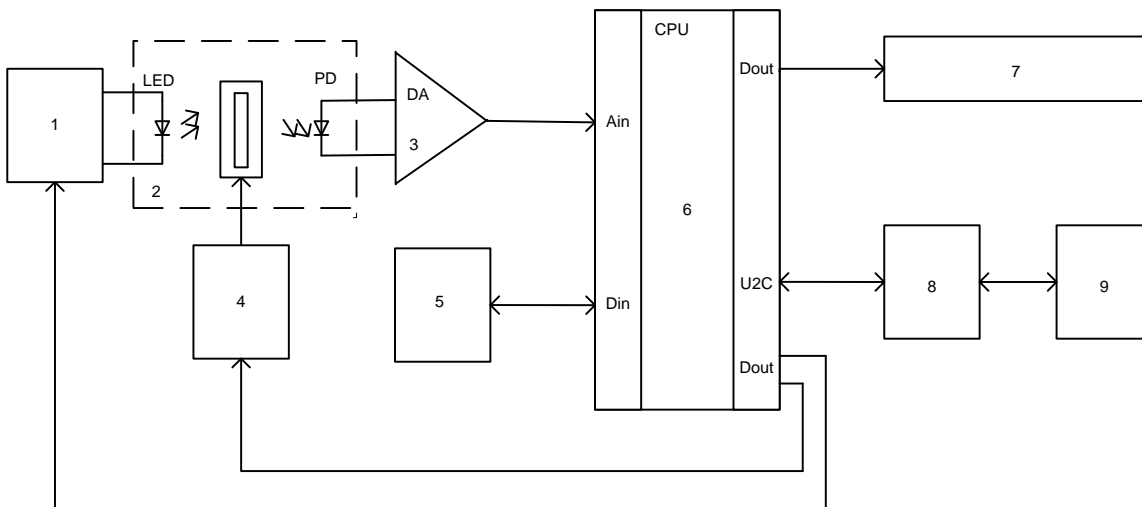


Рисунок 2. Функціональна схема сенсора ацетону та основні вузли: 1 – драйвер світлодіода, 2 – оптичний блок, 3 – операційний підсилювач, 4 – електромагнітний активатор, 5 – блок управління, 6 – мікроконтролер, 7 – індикатор, 8 – інтерфейсний блок, 9 – комп'ютер.

Основу сенсора складає популярний мікроконтролер ATmega328, який здійснює керування всіма функціональними елементами. Під час вимірювання блок управління (5) запускає відповідну програму мікроконтролера (6). На вихідних цифрових портах мікроконтролера формуються сигнали керування драйвером світлодіода (1) та активацією чутливого елемента (4). Після цього запускається вбудований таймер, який здійснює відлік часу до моменту порогової зміни параметрів оптичного елемента. Ця зміна фіксується фотодіодом оптичного блоку (2), сигнал з якого через операційний підсилювач (3) надходить на аналоговий вхід мікроконтролера. Цей сигнал зупиняє таймер, і контролер здійснює верифікацію отриманого значення часового інтервалу зі значеннями вбудованої бази даних, які відображають величину вимірюваної концентрації. Отриманий результат відображається на дисплеї (7) та може також передаватися через послідовний інтерфейс (8) на ПК (9) для подальшого аналізу.

Відповідно до представленої схеми виготовлено макет сенсора та проведено перевірку його працездатності при вимірюванні концентрації аце-

тону в межах 50–500 ppm.

Отримані результати експериментальних досліджень показали високу точність (до 7%) в усьому діапазоні вимірювання, що дає підстави для використання РК в якості чутливого середовища для засобів вимірювання концентрації ацетону.

Перелік посилань

1. Chin-Kai Chang, Hui-Lung Kuo, Kea-Tiong Tang, and Shih-Wen Chiu. Optical detection of organic vapors using cholesteric liquid crystals. –Applied Physics Letters 99, 073504 (2011).
2. Mykytyuk Z. Jptoelectronic multi-sensor of SO₂ and NO₂ gases / Z. Mykytyuk, A. Fechan, V. Petryshak, G. Barylo, O. Boyko // Proceedings of the 13th International Conference TCSET'2016 – Lviv-Slavske, Ukraine – 2016. – pp. 402-405
3. Ayushi Paliwal, Anjali Sharma, Monika Tomar, Vinay Gupta, Carbon monoxide (CO) optical gas sensor based on ZnO thin films, Sensors and Actuators B: Chemical, Volume 250, October 2017, Pages 679-685.
4. Blanca Chocarro-Ruiz, Javier Pérez-Carvajal, Civan Avci, Olalla Calvo-Lozano, Maria Isabel Alonso, Daniel MasPOCH d Laura M. Lechuga A CO₂ optical sensor based on self-assembled metal–organic framework nanoparticles, J. Mater. Chem. A, 2018,6, 13171-13177.

Анотація

Запропоновано функціональну схему оптичного сенсора для визначення концентрації пари шкідливих речовин, зокрема ацетону, яку можна використати в медицині для діагностики діабету за вмістом ацетону в повітрі, що видихається.

Ключові слова: рідкий кристал, пара ацетону, оптичний сенсор, мікроконтролер.

Abstract

A functional diagram of an optical sensor for determining the concentration of vapors of harmful substances, in particular, acetone, which can be used in medicine to diagnose diabetes by the acetone content in exhaled air, is considered.

Key words: liquid crystal, acetone vapor, optical sensor. microcontroller.

НЕЛІНІЙНА ЗМІНА h_{21E} NPN-СТРУКТУР З ДІЕЛЕКТРИЧНОЮ ІЗОЛЯЦІЄЮ, ВИГОТОВЛЕНИХ НА SiGe З РІЗНОЮ КОНЦЕНТРАЦІЄЮ ІЗОВАЛЕНТНОЇ ДОМІШКИ

*Биткін С.В., к.т.н, доцент, Критська Т.В., д.т.н., професорка
Інженерний навчально-науковий інститут Запорізького національного
університету, Запоріжжя, Україна*

Можливість використання ізовалентно легованого кремнію для підвищення радіаційної стійкості багатошарових структур [1] може бути підтверджена тільки виготовленням тестових приладів на Si з різною концентрацією легуючого Ge з проведенням їх випробувань. Найбільш зручною структурою для експериментальних вимірювань деградації h_{21E} при опроміненні є тестовий pnp транзистор ІС з діелектричною ізоляцією [2], радіаційна деградація якого повністю визначається властивостями однорідно легованої Ge вихідної пластини кремнію. Наприклад, для pnp структури з товщиною бази $< 0,25$ мкм зниження коефіцієнта підсилення по струму в схемі з загальним емітером при α -опроміненні має вигляд (рис. 1):

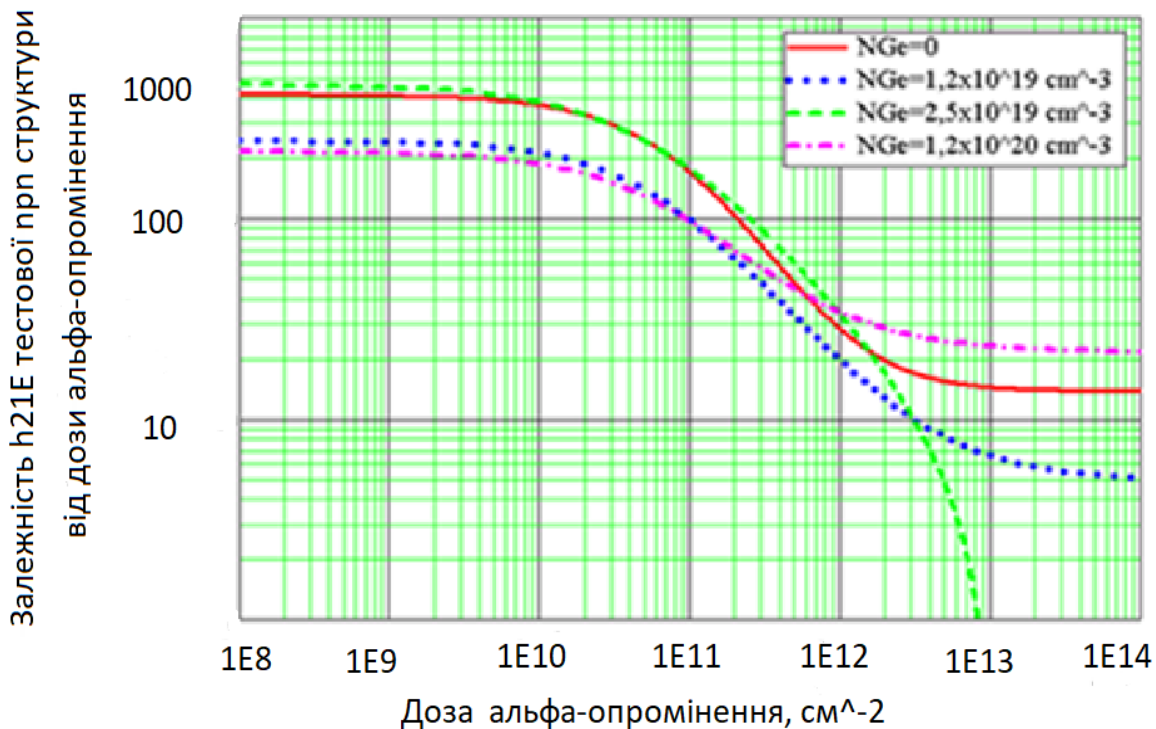


Рисунок 1. Деградація підсилюючих властивостей тестової pnp структури (товщина бази $< 0,25$ мкм) на монокристалічних пластинах SiGe з різною концентрацією германію при α -опроміненні

Для $\Phi\alpha \leq 10^{11} \text{ см}^{-2}$ характер зміни h_{21E} практично однаковий для структур, виготовлених на пластинах з $N_{Ge} = 0$ та $N_{Ge} = 2,5 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$; $N_{Ge} = 1,2 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ та $N_{Ge} = 1,2 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$, причому чисельні значення коефіцієнта підсилення обумовлюється його вихідним значенням до α -опромінення,

яке визначається концентрацією германію (N_{Ge}) у вихідній пластині за емпіричною залежністю, що має вигляд:

$$h_{21E}(N_{Ge}) = f_1(N_{Ge}) + f_2(N_{Ge}) - 240,$$

де

$$f_1(N_{Ge}) = 243,84124 + 221,96653 \cdot \exp(-\exp(-z(N_{Ge}) - z(N_{Ge}) + 1))$$

$$z(N_{Ge}) = \frac{N_{Ge} - 2,5 \cdot 10^{19}}{0,55 \cdot 10^{19}}$$

$$z(N_{Ge}) = \frac{N_{Ge} - 2,5 \cdot 10^{19}}{0,55 \cdot 10^{19}}$$

$$f_2(N_{Ge}) = h_{21E_START} + (h_{21E_END} - h_{21E_START}) \cdot \frac{N_{Ge}^n}{k^n + N_{Ge}^n},$$

де

$$h_{21E_START} = 465,808; h_{21E_END} = 213,976; n = 2; k = 5.6807 \cdot 10^{18}$$

Фактично, рівняння описує затухаючий аперіодичний процес, (рис. 2):



Рисунок 2. Немонотонна зміна $h_{21E\Phi_\alpha=0}(N_{Ge})$ при структур, виготовлених на пластинках з різним вмістом Ge

З якісної точки зору поясненням відновлення h_{21E} є припущення про взаємну компенсації напружень розтягу / стиску в матеріалі дифузійного шару бази при $N_{Ge} \approx 2,5 \cdot 10^{19}$ см⁻³. Взаємодія Ge і В в тонкій (<0,25 мкм) базі тестового транзистора визначає його радіаційну стійкість внаслідок зміни структури решітки [3]. Атом бору має менший розмір, ніж кремнію, і

коли він знаходиться у вузлі решітки (домішка заміщення), відбувається локальне зменшення періоду решітки, тому що довжина зв'язку для Si-B менше, ніж для Si-Si. Якщо атом Ge знаходиться у вузлі решітки кремнію, відбувається локальне розширення решітки внаслідок різниці 4.2% в постійних решітки (Si ~ 5.43Å, Ge ~ 5.65Å).

Перелік посилань

1. Критская Т.В. Перспективные полупроводниковые материалы для использования в силовой электронике / Т. В. Критская, С.В. Быткин // Вестник НТУ «ХПИ», Серия: Новые решения в современных технологиях. – Харьков: НТУ «ХПИ». –2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 148-161. – doi: 10.20998/2413-4295.2018.26.21.

2. Bytkin S.V. Improvement of the radiation hardness of the digital bipolar IC with dielectric isolation, manufactured in accordance with the RTP technology, Components fit for Space Seminar (17th February 1999) Proceedings, Royal Military College of Science, Shrivenham, Swindon, UK, pp. 99-108.

3. H. E. Randel. Applications of stress from boron doping and other challenges in silicon technology. A thesis presented...for degree of Master of Science. University of Florida-2005.

Анотація

Показано, що деградація підсилюючих властивостей планарних npn структур при дії іонізуючого випромінювання немонотонно залежить від змісту легуючої ізовалентної домішки (Ge) в початкових пластинах кремнію

Ключові слова: планарна npn структура, іонізуюче випромінювання, кремній, легований германієм.

Abstract

We show that the degradation of the amplifying properties of planar npn structures under the action of ionizing radiation depends nonmonotonically on the content of the isovalent dopant (Ge) in the initial silicon wafers.

Keywords: planar npn structure, ionizing radiation, germanium-doped silicon.

КОМБІНОВИЙ ОПТОАКУСТОЕЛЕКТРОННИЙ БІОМЕДИЧНИЙ СТИМУЛЯТОР

*Богомолов М.Ф., к.т.н., доц., Орець Є.А., бакалавр
КПІ ім. Ігоря Сікорського, факультет біомедичної інженерії,
Київ, Україна*

Комбінований оптоакустоелектронний біомедичний стимулятор неінвазивно та безболісно пливає на біологічно активні точки, застосовуючи методи електропунктури, лазеропунктури та ультразвукової пунктури в лікуванні та діагностиці як комплексно так і окремо. Біологічно активні точки (БАТ) –розташовані в підшкірній жировій клітковині та є нервовими провідниками відповідних тканин і органів [1]. Можливість комбінування різних методів впливу направлена на полегшення роботи лікаря та більш ефективну дію на БАТ, не викликаючи звикання до однотипного подразнення.

Основна частина

Перед виконанням стимуляції БАТ проводиться її пошук пристроєм, що був розроблений. Електричний опір біологічно активних точок складає приблизно 800 кОм на площі 2 мм², а на відстані 2 мм від неї опір збільшується до 1,4 МОм. Для реалізації функції пошуку апарат оснащений двома мідними електродами, напруга на яких, в розімкненому стані становить 12В [2]. На панелі нашого апарату розміщена проградуйована шкала (100 ум.одн.) зі стрілкою. Відхилення стрілки інформує лікаря про детекцію БАТ. Разом зі стрілкою його сповіщає відповідний звуковий та світлові сигнали, що реалізовані за допомогою індикаторних світлодіодів (червоний синій і зелений) типу DIP. Вони вказують на наявність патологій (<60 ум.од.), деструктивних процесів (>49 ум.од.) та умовної рівноваги точки.

«Електронна» частина апарату призначена для електропунктурної діагностики в діапазоні частот 0.1-100 Гц. Застосовуємо імпульсний струм, в режимі лікування змінним струмом, у межах 3мА - 10мА. Тривалість активної фази лікувального імпульсу дорівнює в середньому 120 мкс. В частині, що відповідає за електростимуляцію входить блок живлення, генератор імпульсів та підсилювач, звідки сигнал подається на електроди, які далі взаємодіють з БАТ. Також, апарат оснащений додатковим генератором імпульсів, який формує сигнал, що з заданою періодичністю змінюється короткотривалим високочастотним імпульсом. Це необхідно для того, щоб не відбувалося звикання точок до тривалої стимуляції, також це допомагає активувати БАТ.

Проведення лазеропунктурної стимуляції у розробленому апараті відбувається з застосуванням низькоінтенсивного лазера монохроматичного

червоного світла. Для зменшення габаритів лазера використали напівпровідниковий тип лазера. Ми обрали одномодовий одночастотний гелій-неоновий лазер типу ЛГН-207А, з довжиною хвилі 0,6328 мкм, потужністю випромінювання 1,5 мВт та діаметром пучка лазерного випромінювання 1,4 мм. У даному пристрої використовується лазерне випромінювання низької інтенсивності від 1 до 10 мВт, що має тонізуючий вплив на БАТ, а також високої інтенсивності від 20 до 200 мВт (має заспокійливий ефект) [3]. Важливим рішенням для зменшення втрат лазерного опромінювання стало використання контактного світловоду. Використовуємо напівпровідниковий лазер, що випромінює світло, пучок потім збирається у конденсорі це потрібно щоб розсіювання було меншим.

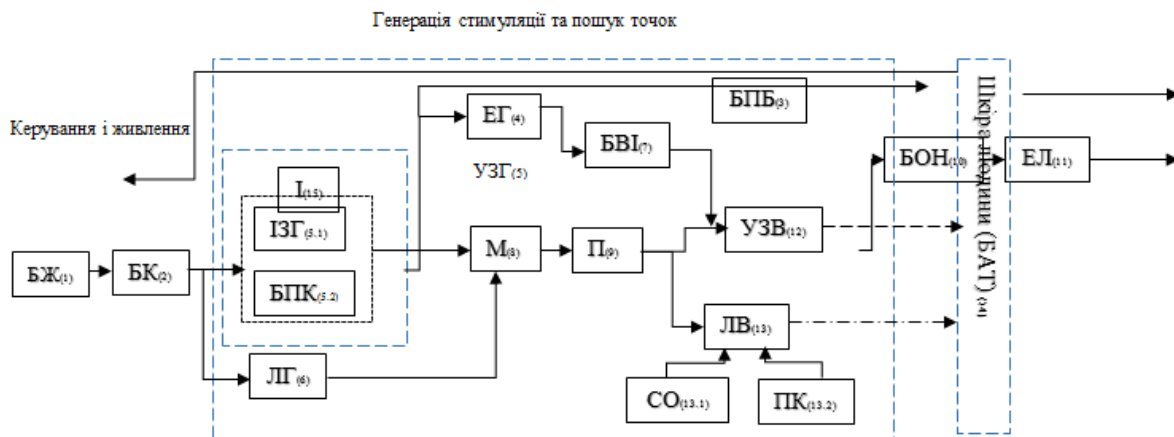


Рисунок 1 . Структурна схема комбінованого оптоакустоелектричного апарату для стимуляції, де БЖ(1) – блок живлення, БК(2)– блок керування, БПБ(3)– блок пошуку БАТ, ЕГ(4)– електричний генератор, УЗГ(5)– ультразвуковий генератор, ІЗГ(5.1)– інфра звуковий генератор, БПК(5.2) буферно-підсилюючий каскад, ЛГ(6) лазерний генератор, БВІ(7)– блок виміру імпедансу, М(8)– модулятор, П(9)– підсилювач, БОН(10)– блок обмеження напруги, ЕЛ (11)– електрод, УЗВ(12)– ультразвуковий випромінювач, ЛВ(13) – лазерний випромінювач, СО(13.1)– система охолодження ЛВ, ПК(13.2)– пристрій контролю ЛВ, І(15)– індикатор. Різний тип стрілок вказує на неодноразовість дії, а вибіркковість

Ультразвукова пунктура проводиться з використанням впливу ультразвукової імпульсної дії низької частоти до 44кГц, випромінювачем ІУТ 0.88-1.03 ф. При проведенні стимуляції на БАТ використовуємо такі енергетичні параметри : при слабкому ступені стимуляції ультразвуковий вплив відповідає інтенсивності 2-3 мкм, при тривалості експозиції 5-20 с на одну точку, частота модуляції 1-10 Гц; при середньому- інтенсивність ультразвуку 3-4 мкм, з впливом 20-30 с на одну точку, частота модуляції 18 і 37 Гц; при сильному ступені стимуляції- відповідно 4-5 мкм і 30-60 с на одну точку, частота модуляції 75 Гц. При проведенні стимуляції БАТ густина інтенсивності ультразвукових коливань не повинна перевищувати 1 Вт /см², а найкраще повинна бути в межах від 0,05-0,7 Вт /см², [4].

Висновки

Іноваційність розробленого комбінований оптоакустоелектричний стимулятор БАТ полягає в поєднанні трьох лікувальних технологій в одному пристрої. За допомогою цього приладу відбувається багатофункціональне попереднє обстеження людини, проведення профілактичних заходів, терапевтичне корегування патологічних проявів хвороби. Саме через всі ці функції апарату досягається його висока практична значущість і конкурентна спроможність в нетрадиційній медицині [4].

Перелік посилань

1. Полякова Е. Альтернативна медицина: Міфи і реальність / Олена Полякова //.-СПб. : ЗАТ «Торгово-видавничий дім «Амфора», 2015.-62 с.
2. Самохин А.В. Электростимуляционная диагностика и терапия по методу Р. Фолля [Електронний ресурс] / Самохин А.В., Готовский Ю.В. // "ИМЕДИС", 2006. – 528 с. – Режим доступу до ресурсу: <https://www.booksmed.com/luchevaya-diagnostika/2253-yeletropunktturnaya-diagnostika-i-terapiya-po-metodu-follya-samoxin.html>
3. И.З.Самосюк, Н.В.Чухраев, В.Г.Мясников, Н.И.Самосюк. Магнитолазероультразвуковая терапия – Черкассы: Типография Черкасского НИИТЭХИМа, 2001. – 210 с. – (НИИТЭХИМ). – (18036; вип. 175).
4. Рефлексотерапия в курортологии - Ультразвуковая пунктура [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://lmed.in/info/literatura/refleksoterapiya-v-kurortologii-25.html>.

Анотація

В даній статті ми представили основну інформацію про розроблений нами апарат комбінованої оптоакустоелектричної стимуляції біологічно активних точок (БАТ). Апарат заснований на поєднанні трьох окремих методів пунктури, а саме: електричного, лазерного, ультразвукового, та пристрою пошуку БАТ за електропровідністю шкіри. Саме така комбінація методів впливу на БАТ забезпечує високу точність встановлення лікарем пунктурного і клінічного діагнозу пацієнту неінвазивним способом.

Ключові слова: БАТ, пунктура, електростимуляція, ультразвук, лазер.

Abstract

In this article we present the basic information about the device of the combined optoacoustoelectric stimulation of biologically active points (BAT) developed by us. The device is based on a combination of three separate puncture methods: electric, laser, ultrasonic and a device for measuring the electrical conductivity of the skin to search for BAP. This combination of BAT methods provides high accuracy in establishing a punctured and clinical diagnosis of a patient in a non-invasive manner.

Key words: BAT, puncture, electropuncture, ultrasound, laser.

РОЗРОБКА ЕКОЛОГІЧНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

Богомолов М.Ф.¹, к.т.н, доцент; Троц А. А.², к.т.н., доцент

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

²*Національний університет біоресурсів і природокористування України, м. Київ, Україна*

На даний час електролізери і паливні елементи з твердим полімерним електролітом (ТПЕ) вважаються [1] найбільш перспективними для створення оборотного осередку, працюючого як в режимі електролізера, так і паливного елемента. Це обумовлено низькою інерційністю, високим ККД, питомою потужністю і екологічністю процесу. Оборотний осередок привабливий можливістю зниження ваги й зменшення розміру системи [2] і в якійсь мірі її вартості. Для цієї цілі можуть бути використані як хімічно оборотні кисневі і водневі електроди [3], так і електроди, які не змінюють своєї окисної або відновлювальної функції при перемиканні режимів [2]. Паливні елементи відносяться до хімічних джерел струму. Вони здійснюють пряме перетворення енергії палива в електрику минаючи малоефективні, що йдуть з великими втратами, процеси горіння. Це електрохімічний пристрій високоефективного «холодного» горіння палива для безпосереднього вироблення електроенергії. Електрична енергія, що виробляється такими пристроями є екологічно чистою і по своїх електричних характеристиках задовольняє вимогам, що висуваються до джерел живлення радіоелектронної індустрії.

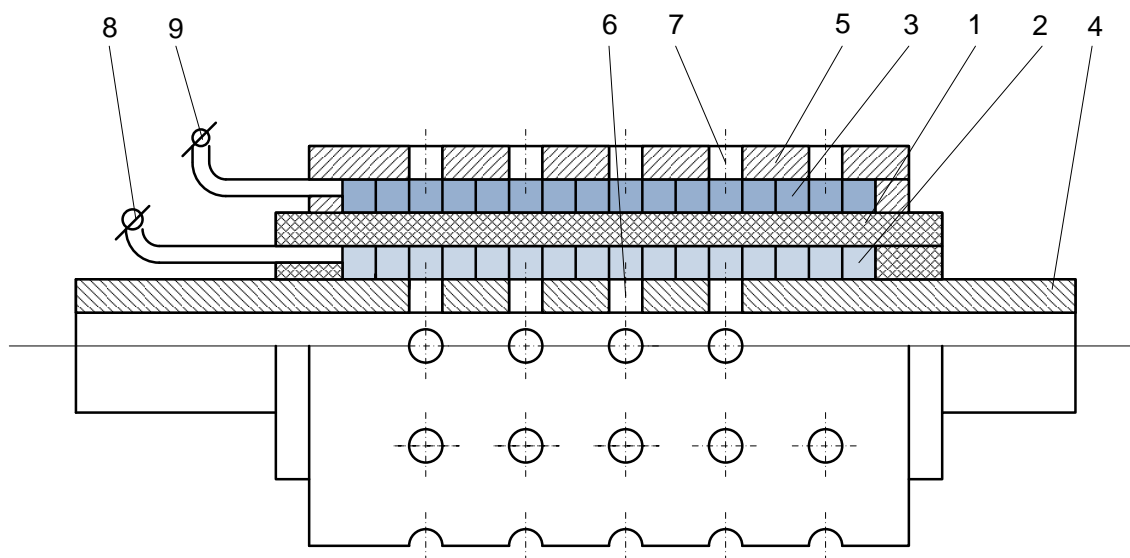
Протоно провідні мембрани дозволяють реалізувати процес електролізу води в низькотемпературному режимі. Блок відкачування водню з води при цьому можна використати як окремий пристрій.

Згідно рівняння Нернста на електродах водневого елемента виникає е.р.с.:

$$E = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{RT}{nF} \ln \frac{C_1}{C_2},$$

де C_1 - 66,6 % (об'ємна доля водню у воді); C_2 - 0,3 % (об'ємна доля водню у повітрі).

З метою практичного використання результатів досліджень нами був розроблений пристрій – низькотемпературне електрохімічне джерело живлення низької потужності. В якості протоно провідної мембрани був використаний на основі попередніх електрохімічних випробувань силікон у вигляді трубки. Електроди виконані у двох варіантах: срібна чернь та срібні відводи і платиновий провідник.



1 – Протоно провідна трубка; 2 – Внутрішній електрод; 3 – Зовнішній електрод; 4 – Камера подачі води; 5 – Зовнішній корпус; 6 – Внутрішні капіляри; 7 – Зовнішні капіляри; 8 – Внутрішній струмовідвід; 9 – Зовнішній струмовідвід.

Рисунок 1. Джерело живлення на основі низькотемпературного електролізу води

Експериментальні дослідження показали результати, що повністю співпадають з теоретичними розрахунками. З цією метою були виготовлені три дослідні зразки.

Сфери вжитку: Медична техніка, Вакуумна техніка, Електронна промисловість, Аналітична техніка.

Переваги: Відсутність механічних частин; Простота експлуатації та технічного обслуговування; Малі розміри і вага; Висока надійність.

Технічні характеристики: Напруга живлення 0,9 В; Робочий струм 15-20 мкА; Робоча температура 293 К,



Рисунок 2. Дослідний зразок блоку джерела живлення

В роботі дослідженна можливість створення високоефективного оборотного осередку на базі технології електролізу і паливних елементів. Розроблені конструктивні рішення електролізерів-генераторів. Напрямоком подальших теоретичних розробок є створення нових типів кисневодневих оборотних осередків електролізерів-генераторів, які можуть бути успішно використані як для живлення радіоелектронних пристроїв різного ступеня складності, так і для радіоелектронної індустрії вцілому.

Перелік посилань

1. Ahn J., Ledjeff K. Патент Германии № P4027655.4, 1990.
2. Електрохімічний електролізер водяної пари як альтернативне джерело живлення. Троц А.А., Скіцюк В.І. / Вісник НТУУ «КПІ». Серія приладобудування. – 2013. Вип. 46 – С. 170 – 176. ISSN 0201-744X; 0321-2211.
3. Електрохімічний електролізер водяної пари. Гончарук В.Л., Троц А.А., Троц М.А., Янів В.Г. / Вісник університету «Україна». Серія «Сучасні інженерні Технології». №1(16). 2013 р. – С 116-122. ISSN 1996-1588,

Анотація

Паливні елементи відносяться до хімічних джерел струму. Це електрохімічний пристрій в результаті високоефективного «холодного» горіння водню в кисні безпосередньо виробляє електроенергію. Водень і кисень утворюються в результаті електролізу водяної пари. Електроліз відбувається за рахунок енергії постійного електричного струму, що підводиться, і енергії, що виділяється при хімічних перетвореннях на електроді. Для електролізу використовується частина електричної енергії паливного елемента. При цьому електрохімічний процес є замкненим. Метою цієї роботи є дослідження високоефективного автономного джерела живлення електричної енергії середньої потужності.

Ключові слова: паливний елемент; електролізер; оборотний осередок; водень; кисень; водяна пара.

Abstract

Fuel cells are chemical power sources. This electrochemical device as a result of highly efficient "cold" combustion of hydrogen in oxygen directly produces electricity. Hydrogen and oxygen are formed as a result of electrolysis of water vapor. Electrolysis occurs due to the energy of the direct electric current supplied and the energy released during chemical transformations at the electrode. Part of the electrical energy of the fuel cell is used for electrolysis. The electrochemical process is closed. The aim of this work is to study a highly efficient autonomous power supply of medium power.

Keywords: fuel cell; electrolyzer; revolving cell; hydrogen; oxygen; water vapor.

МОДЕЛЮВАННЯ МЕРЕЖЕВОГО КОРЕКТОРА КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ (PFC) З ВИКОРИСТАННЯМ КАРБІД КРЕМНІЄВИХ (SiC) СИЛОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ

Бурковський Я. Ю., аспірант; Зінковський Ю. Ф., д.т.н., проф.,
Національний технічний університет України «Київський політехнічний
інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

Створення компактних і ефективних перетворювачів енергії є важливим завданням сучасної електроніки в умовах безперервного зростання вимог до подібних систем. Однією з подібних вимог є обмеження по спотворенню форми споживаного струму і коефіцієнта потужності навантаження, описані в стандарті *IEEE 519-2014* [1]. Велика кількість гармонік у вхідному струмі призводить до низького коефіцієнту потужності, втрат, спотворень напруги. Одним з рішень подібної проблеми є використання активних коректорів коефіцієнта потужності (ККМ, *PFC*), побудованих за топологією *boost*-конвертера. Даний перетворювач забезпечує синусоїдальну форму струму споживання з мережі і стабільну постійну напругу для наступних модулів системи живлення. Модель коректора потужності розглянута на рис.1. Як *SPICE*-система моделювання використаний програмний пакет *LTspice XVII*.

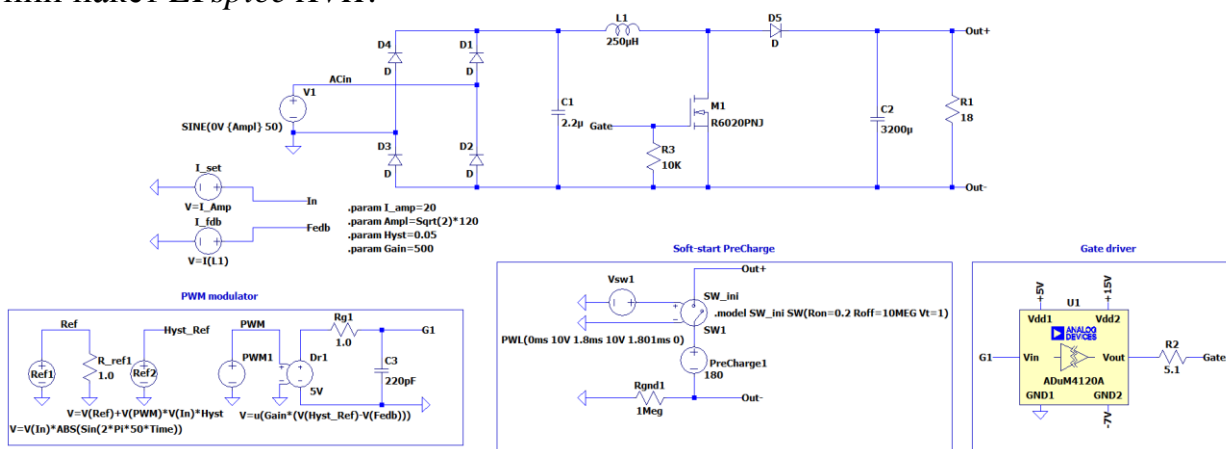


Рисунок 1. Модель коректора коефіцієнта потужності

SPICE модель перетворювача заснована на моделі, описаній в роботі [2] і складається з наступних елементів:

PWM modulator - основний контролер, який генерує ШИМ-сигнал таким чином, що транзистор *M1* включений при струмі в дроселі *L1* нижче заданого опорного значення і вимкнений при перевищенні опорного значення струму (з урахуванням гістерезису)

Soft-start PreCharge - даний модуль забезпечує попередній заряд вихідної ємності до напруги 180В, після чого він відключається від *PFC*

Gate Driver - забезпечує необхідний струм і рівні напруги для управління *MOSFET* - транзисторами.

Силова частина перетворювача складається з джерела напруги $V1$, діодного моста $D1-D4$, який забезпечує випрямлення напруги, фільтруючого конденсатора $C1$, *boost*-перетворювача, що складається з дроселя $L1$, силового транзистора $M1$, діода $D5$ і вихідного конденсатора $C2$. Резистор $R1$ імітує навантаження з номінальною потужністю 1600Вт.

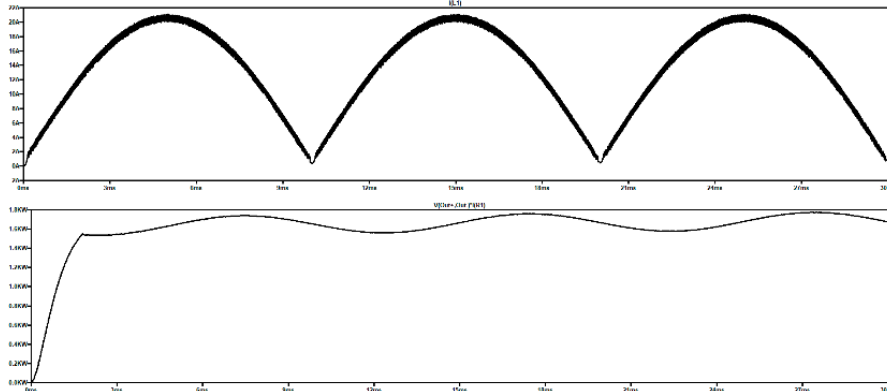


Рисунок 2. Основні характеристики перетворювача

Робоча частота перетворювача — близько 100кГц. Директиви використаного програмного пакета *param* і джерела I_{set} , V_{fdb} визначають роботу перетворювача.

В якості силових транзисторів для аналізу використані моделі $C3M0060065D$ [3] і $R6020PNJ$ [4] як ефективні представники карбід-кремнієвих (SiC) та кремнієвих (Si) силових MOSFET транзисторів.

На рис. 2 представлені результати симуляції з використанням цих двох моделей транзисторів, а саме вхідний струм (на верхній частині графіка). Можна помітити, що перетворювач забезпечує випрямлену синусоїдальну форму струму. На нижній частині графіка відображена потужність, що розсіюється на навантаженні.

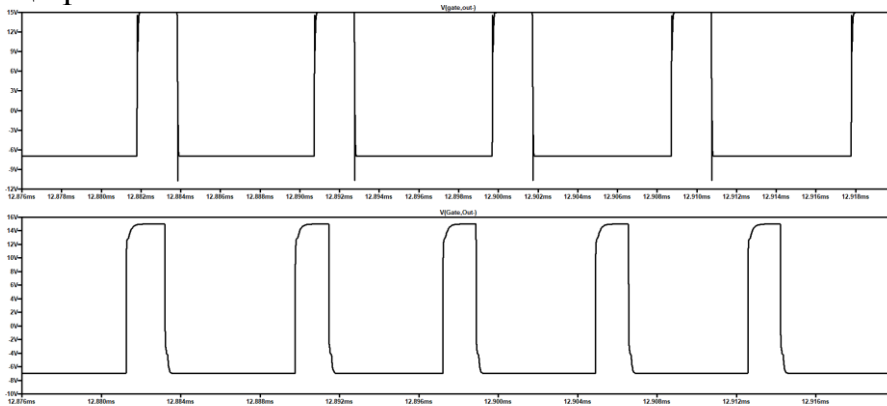


Рисунок 2. Форма сигналів на затворах SiC (зверху) і Si -транзистора (знизу)

Можна помітити, що перемикання SiC -транзистора відбувається значно швидше (в 4 рази) звичайного кремнієвого транзистора (67нс і 270нс відповідно) за тих же умов, що дозволяє знизити динамічні втрати при одночасному деякому підвищенні викидів напруги на затворі.

У табл.1 представлені результати моделювання PFC-перетворювача і порівняння основних параметрів транзисторів:

Порівняння роботи перетворювача при використанні кремнієвих і карбід-кремнієвих MOSFET-транзисторів можна оцінити на рис.3, де відображена форма сигналу на за-

Таблиця 1

| Параметр | <i>SiC (C3M0060065D)</i> | <i>Si (R6020PNJ)</i> |
|----------------------------|--------------------------|----------------------|
| Робоча напруга, V | 650В | 600В |
| Опір каналу, R | 0,06Ом | 0,19Ом |
| Заряд затвора, Q | 46нКл | 65нКл |
| Час наростання, t | 67нс | 270нс |
| Втрати на транзисторі, P | 5Вт | 11,8Вт |

При використанні SiC-транзисторів, сумарні втрати в транзисторі зменшилися більш ніж в 2 рази, а час перемикання в 4 рази в порівнянні з Si-транзистором, що забезпечує створення більш компактні та енергоєфективні джерела живлення, що відповідають сучасним вимогам.

Перелік посилань

1. IEEE 519-2014 - IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://tinyurl.com/y3uyac88>.
2. Giesselmann. M. Modeling PFC Circuits with LTspice / Michael Giesselmann, Vishwajit Roy, — 2018 IEEE IPMHVC — 2018.
3. C3M0060065D SiC MOSFET [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/1628/C3M0060065D.pdf>.
4. R6020PNJ N-ch MOSFET [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/1628/C3M0060065D.pdf>.

Анотація

У роботі представлений аналіз роботи коректору коефіцієнту потужності при застосуванні *SiC* та *MOSFET* транзисторів в якості основних силових елементів, проведено порівняння характеристик даних перетворювачів за допомогою *SPICE*-симуляції.

Ключові слова: карбід кремнію, *SiC*, *MOSFET*, *PFC*, коректор коефіцієнту потужності.

Abstract

The paper presents an analysis of usage SiC and MOSFET transistor in PFC and SiC-based vs MOSFET-based converter comparison trough SPICE simulation.

Keywords: silicon carbide, SiC, MOSFET, PFC, switch-mode PSU, power factor corrector.

ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНИЙ МЕХАНІЗМ ВЗАЄМОДІЇ ВИПРОМІНЮВАННЯ З ЧАСТИНКАМИ

Головня В. М, ст.викл.; Зіньковський Ю.Ф., д.т.н., проф.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна

Електродинамічні механізми взаємодії НВЧ-випромінювання з дисперсним середовищем, що закладені німецьким фізиком Г. Мі, виявили фундаментальний ефект концентрації потоку розсіювання такого середовища «вперед» при визначених розмірах частинок відносно довжини хвилі у первинного випромінювання.

Поширення методології Мі на оптичний діапазон дозволяє моніторити стан частинок крові (що стосується в першу чергу еритроцитів) лише при врахуванні механізмів розсіювання випромінювання на окремі частинці, що знаходиться в середовищі з відомим показником заломлення n .

Коефіцієнт пропускання середовища на відрізок l за законом Бугера є $\tau = e^{-(K_n + K_p)l}$ з коефіцієнтом поглинання K_n та розсіювання K_p з відношенням $\beta = K_p/K_n$, яке визначає відносний показник ослаблення первинного джерела енергії. Звідси об'ємна щільність розсіяного випромінювання $\frac{dF_p}{dV} = -\beta \operatorname{div} \vec{\varepsilon}$, де F_p – променевий потік розсіювання енергії, $\vec{\varepsilon}$ – променевий вектор.

Потік розсіяного випромінювання елементарним об'ємом dV визначається добутком показника розсіювання K_p на суму ослаблення освітленості в заданій точці поля

$$dF_p = K_p \sum_n E_n \cdot dV = K_p \cdot dV \int_{4\pi} B_\varphi d\omega = LK_p - E_{n\parallel} dV, \quad (1)$$

тут B_φ – яскравість елементарного пучка променів за напрямком φ ; E_n , $E_{n\parallel}$ – нормальна та сферична освітленість відповідно. Якщо випромінювання елементарного об'єму характеризується в напрямку φ силою dI_φ , то $dI_\varphi = \frac{dF_\varphi}{4\pi} \Psi(\varphi)$, де $\Psi(\varphi) = \frac{dI_\varphi}{dI_\theta}$, dI_θ – середня сферична сила випромінювання.

Використовуючи значення для dF_p (1), отримуємо $d^2I_\varphi = \frac{K_p}{4\pi} B_\varphi \Psi(\varphi) d\varphi dV$ або $dI_\varphi = \frac{K_p}{4\pi} \Psi(\varphi) \sum_n E_n dV$.

Функція $\Psi(\varphi)$ симетрична відносно осі розсіяного випромінювання, тому, розсіяний малим об'ємом dV , потік знаходиться як (2)

$$dF_p = K_p \sum_n E_n \cdot dV \int_0^\pi \Psi(\varphi) \sin \varphi d\varphi. \quad (2)$$

Функція $\Psi(\varphi)$ в полярній системі координат є індикатрисою розсію-

вання та основою для експериментального дослідження енергії розсіяного випромінювання на малій частинці.

Якщо середньостатистичний зовнішній розмір еритроцита $d \approx 8 \text{ мкм}$, його відносний розмір $\rho = \pi d / \lambda$ змінюється в діапазоні «лазерних» довжин хвиль наступним чином [1,2].

Для твердотільних лазерів з активною речовиною, що забезпечує довжину хвилі в мікрометрах: рубін – 0,69, вольфрамат кальцію– 1,058, малібдат кальцію, алюмо-ітрієвий гранат – 1,06, фтористий кальцій – 2,13, арсенід галія – 0,84-0,9, скло з добавками гадолінія – 0,312, літій-магнієво-алюмінієво-силікатне скло – 1,015, скло з орбієм – 1,5. Для газових оптичних квантових генераторів (ОКГ) з активним тілом генерація здійснюється: на хвилях мкм: азот – 0,33, аргон – 0,488, гелій-неон – 0,64, двоокис вуглецю – 10,6, водень-фтор – 2,6-3,6, дейтерій-фтор – 3,6-5.

Велике значення при використанні лазерів у вимірювальній апаратурі мають направленість і монохроматичність випромінювання, а також його поляризація, які щільно пов'язані з його когерентними якостями.

Велику ступінь когерентності мають газові лазери, дещо поступаються їм рідинні ОКГ, твердотільні ОКГ мають на порядок нижче рідинних, найгіршу когерентність мають напівпровідникові лазери.

Як об'єкт взаємодії з випромінюванням (світлом) еритроцит являє собою двовгнутий дискоїд з діаметром (за різними джерелами) (7,7-8,55) мкм, товщина по краях (2-2,5) мкм, у центрі ≈ 1 мкм, об'єм (80-95) мкм³, площа (130-135) мкм², індекс сферичності ($S_1=4,836V^{2/3}S$) 0,7-0,8, показник заломлення 1,39-1,42, концентрація в крові людини $(3,8-6) \cdot 10^{12} \text{ л}^{-1}$ ($\approx 6 \times 10^3 \text{ см}^{-3}$), середня відстань в крові між еритроцитами 3 мкм, вміст еритроциту: 32% гемоглобіну, 65% - вода.

Центральною задачею при дослідженні ефектів світлорозсіювання еритроцита є визначення його форми. В роботі [3] пропонується чотирьох-параметрична модель(3)

$$\rho^4 + 2Sp^2 + z^4 + P\rho^2 + Qz^2 + R = 0, \quad (3)$$

$$\rho - \text{радіус (в циліндричній системі),} \quad P = \frac{D^2}{4} - \frac{b^2 n^2}{4D^2} - \frac{b^2 c^2}{4D^2(n^2 - b^2)};$$

$$Q = \frac{D^4 + 4D^2 P - b^4}{4b^2}; \quad R = \frac{D^2}{16}(D^2 + 4P); \quad S = -\frac{S^2 + 2P}{n^2}.$$

Зміст параметрів b, C, D, n – розміри, що характеризують увігнутість двоввігнутого дискоїда.

Як показано в [4], використання моделі сфери та сфероїда порівняно з моделлю двоввігнутого дискоїда призводить до помилок у десятках відсотків. Апроксимація форми еритроцита розширеною моделлю Фанга дозволяє в декілька разів зменшити помилку з однозначним збільшенням об'ємів розрахунків.

Другою темою дослідження є рішення прямої задачі світлорозсіюван-

ня, тобто визначення індикатриси світлорозсіювання за даними параметрами частинки [5]. Формально це відображається $dX \rightarrow Y$, де $X \subset R^p$ - область визначення параметрів частинки, $Y \subset R^d$ - підпростір індикатрис, $d \geq p$. Зокрема для сферичної частинки відображення локалізується з допомогою теорії Мі, яка використовує реалізації в термінах нескінченних рядів. Пряма задача світлорозсіювання вісесиметричної частинки реалізується з допомогою Т-матриць, для частинок довільної форми можна використовувати метод дискретних диполів.

Згідно теорії Релея показник розсіювання частинкою радіусом $r \leq 0,05\lambda$ (λ – довжина хвилі, що розсіюється) та відстанню між частинками $l > \lambda$ при невеликій різниці показника заломлення середовища n_c і частинки n_r , визначається як (4):

$$K_p = N \frac{V^2}{\lambda^4} \left[\frac{(n'_c)^2 - (n'_r)^2}{(n'_r)^2} \right], \quad (4)$$

де N концентрація частинок, V і-ї об'єм, $(n'_c)^2$ та $(n'_r)^2$ комплексні показники заломлення середовища та частинки.

Тобто показник розсіювання зростає з ростом розміру неоднорідності пропорційно квадрату її об'єму, якщо показник заломлення на частинках не залежить від довжини хвилі та різниця між показниками заломлення середовища та частинкою мала. Вцілому вибірність розсіювання зменшується із збільшенням відношення відносного розміру частинки $\rho = \frac{2\pi r}{\lambda}$. Характер функції приведенного коефіцієнту розсіювання від приведенного розміру частинки $K_p' = f(\rho)$, як було вказано раніше, дифракційними явищами ефекту розсіювання, та представляє собою ансамблів максимумів (які відповідають величинам розсіювання) та ансамблів мінімумів (максимум прозорості). Медіана цієї функції зменшується при збільшенні значення відносного розміру частинки, при цьому, перший максимум приходить на значення $\rho = 4 \dots 6$, при значенні приведенного розміру $\rho = 40 \dots 50$ приведенний коефіцієнт розсіювання K_p' зменшується в 3-4 рази.

Тобто при малих частинках ($\rho \leq 1$) показник розсіювання швидко збільшується із зменшенням довжини хвилі; для частинок з радіусом $r \approx \lambda$ показник розсіювання має максимальне значення. Наявність явно виражених максимумів і мінімумів визначається інтерференційною природою розсіювання. Тобто при збільшенні розмірів частинки збільшується направленість складової розсіювання в зв'язку з збільшенням ролі збільшення розмірів частинки, що говорить про збільшення ролі заломлення на крупних частинках. Концентрація розсіяного потоку вперед має назву «ефект Мі». Цей ефект дає основу для експериментальних досліджень індикатриси роз-

сіювання $I = \Psi(\varphi)$, але він також визначає, що чутливість приймача розсіяної інтенсивності з кутовою координатою повинна бути більшою за параметри інтенсивності.

Розсіювання первинного випромінювача фіксується від групи, ансамблю еритроцитів тому важливе значення об'ємної щільності розсіяного випромінювання, тому $\frac{dF_p}{dV} = -\beta \operatorname{div} \vec{\varepsilon}$, тут F_p елементарний світловий потік, розсіяний елементарним об'ємом dV , $\vec{\varepsilon}$ - світловий вектор, $dF_p = -\beta \operatorname{div} \vec{\varepsilon}$, β - коефіцієнт, який визначається співвідношенням показників розсіювання та поглинання елементарним об'ємом.

Випромінювання елементарного об'єму в напрямі θ визначається параметром сили світла dI_θ , $dI_\theta = \frac{dF_p}{4\pi} \varphi(\theta)$, $\varphi(\theta) = \frac{dI_\theta}{dI_\Sigma}$ - відношення сили світла розсіяного випромінювання в напрямі θ до середньої сферичної сили світла цього випромінювання dI_Σ .

Функція світлорозподілу (фактично індикатриса розсіювання) розсіяного випромінювання $\varphi(\theta)$ звичайно симетрична відносно вісі падаючого пучка, тому світловий потік, розсіяний нескінченно малим об'ємом dV , визначається як (4):

$$dF_p = K_p \sum_n E_n \cdot dV \int_0^\pi \Psi(\theta) \sin \theta d\theta, \quad (5)$$

тут E_n - величина нормальної освітленості.

Зворотна задача світлорозсіювання становить процес визначення параметрів моделі частинки по відомій індикатрисі розсіювання $I_{\varphi(\theta)}$ з допомогою, наприклад, матриці розсіювання Мюлера (5):

$$I(\theta) = \frac{\omega(\theta)}{2\pi} \int_0^\pi S_{11}(\theta, \varphi) d\varphi, \quad (6)$$

S_{11} - елемент матриці розсіювання, $\omega(\varphi)$ - вагова функція, θ, φ - полярний, азимутальний кути відповідно.

Заклучення

Характер розсіювання випромінювання на частинці (еритроцит) має інтерференційний характер. Вибір довжини хвилі випромінювання пов'язаний з нормованим розміром частинки таким чином, що із зменшенням відносного розміру частинки збільшується показник розсіювання, це призводить до можливості використання великої довжини хвилі, впритул до $r \approx \lambda$, коли показник розсіювання має максимальне значення. Це дає потенційну можливість використання для отримання індикатрисі розсіювання газовий лазер CO_2 з $\lambda=10,6$ мкм, при цьому довжина хвилі наближається до середнього розміру еритроцита, а його когерентні якості найбільші се-

ред сучасних лазерів.

Методологія сучасних експериментальних лазерних досліджень біологічних мікрочастинок розвивається у двох напрямках: вдосконалення лазерних комплексів (наприклад, скануючий проточний цитометр) та обов'язкове широке використання ефективних комп'ютерних програм для обробки об'ємних статистичних даних, що дозволяє дослідити геометричну модель окремої частинки та її деякі фізико-хімічні характеристики.

Перелік посилань

1. Авроров П.А. Исследование влияния импульсного инфракрасного излучения на оптические и резистентные к гемолизу свойства эритроцитов / П.А. Авроров, Е.Н. Чесноков, Г.А. Цветовская и др. // ISSN 1818-7994. Вестник НГУ. Серия: Физика. 2009. Том 4, выпуск 4. — С. 23 — 30.
2. Dannhauser D. Optical signature of erythrocytes by light scattering in microfluidic flows / D. Dannhauser, D. Rossi, et al // Lab on a Chip, Issue 15. 2015. — P. 3278-3285.
3. Гилев К.В. Развитие метода численного решения обратной задачи светорассеяния и усовершенствование математической модели формы эритроцитов для их характеристики / К.В. Гилев // дис. к.ф.-м.н., 2017.- 93 с.
4. Кугейко М.М. Определение микрофизических параметров нативных эритроцитов по результатам измерений оптических характеристик рассеянного излучения / М.М. Кугейко, Д.А. Смунев // Вестник БГУ. Сер.1. — 2016. — №2. — С. 73—78.
5. Konokhova A.I. Super-resolved calibration-free flow cytometric characterization of platelets and cell-derived microparticles in platelet-rich plasma / A.I. Konokhova, D.N. Chernova, A.E. Moskalensky et al // Quantitative Single-cell Optical Technologies, Cytometry Part A, 89A. 2016. — P. 159–168.
6. Дейрмеджан Д. Рассеяние электромагнитного излучения сферическими полидисперсными частицами / Д. Дейрмеджан // пер.с англ., М.:Мир. — 167с.

Анотація

На основі характеристик різних типів лазерів та співвідношення їх довжин хвиль до розмірів частинок визначається оптимальна довжина хвилі. Аналіз електродинамічних характеристик взаємодії лазерного випромінювання.

Ключові слова: коефіцієнт пропускання середовища, розмір частинки, коефіцієнт розсіювання середовища, функція світлорозподілу.

Abstract

Based on the characteristics of different types of lasers and the ratio of their wavelengths to particle sizes, the optimal wavelength is determined. Analysis of electrodynamic characteristics of laser radiation interaction.

Keywords: transmittance of the medium, particle size, scattering coefficient of the medium, light distribution function.

УНІВЕРСАЛЬНИЙ ДІАГНОСТИЧНО-ЛІКУВАЛЬНИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ ОФТАЛЬМОЛОГІЇ

Данилець М.О. , бакалавр; Богомолов М.Ф. , к.т.н., доц.

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

Загальне процентне співвідношення різних біохімічних та анатомо-морфологічних компонент в біотканинах різняться в стані норми та при захворюванні. Тому функціональний і патофізіологічний стан тканин відображається на їх оптичних властивостях, які можуть бути зареєстровані за допомогою методів лазерної діагностики [1]. Розробка конкурентоспроможних лазерних засобів є важливою задачею медицини та інженерії. Універсальність - один з основоположних принципів, закладених в сучасному "інструменті" лікаря або дослідника [2]. Тому актуальною є можливість діагностування та одночасного лікування очних захворювань.

Російським підприємством ЗАО «ОРИОН МЕДИК» і контрагентом ООО «Алком Медика» розроблений офтальмологічний лікувально-діагностичний комплекс на основі щілинної лампи з можливістю одночасної роботи двох хвиль і здійснення підлаштування інтенсивності кожної довжини хвилі. Патерн-скануючий лазерний офтальмокоагулятор працює на двох довжинах хвиль 532 нм і 810 нм. Цей комплекс призначений для стереоскопічного спостереження, дослідження переднього відрізка очного яблука, кришталіка, сітківки та дозволяє ефективно проводити обстеження і лікування пацієнтів і при необхідності проводити операції як зі стандартної і паттернної лазерної фотокоагуляції сітківки та лазерної трабекулопластики зеленим лазером, так і з транспупілярної термотерапії хоріоїдальної неоваскуляризації, трансклеральної фотокоагуляції сітківки і циліарного тіла ІЧ лазером [3].

У даній роботі запропоновано мультихвильовий лазерний пристрій широкого спектру дії з можливістю сукупної дії двох лазерних випромінювачів, вибору потужності та частоти модуляції лазерного випромінювання у зоні опромінення із підвищеною точністю формування енергетичної дози опромінення. Це дозволить розширити функціональні можливості лазерної діагностики і терапії та, як наслідок, підвищити ефективність процедур.

Дія приладу для діагностики та лікування судин сітківки ока базується на поєднанні сукупної дії двох лазерів: He-Ne ЛГН-207А: працює на довжині хвилі 632.8 нм, яка проникає до кровоносних судин та іонного аргонного лазера з довжиною хвилі 488 і 514 нм. Потужність He-Ne лазера не перевищує 2 мВт, що ідеально підходить для використання в діагностиці судин. Проводились також дослідження з використанням аргонного лазера потужністю до 10Вт. Такий лазер дозволяє коагулювати тканини, випромінює сві-

тло в синьому і зеленому діапазонах, що співпадає зі спектром поглинання гемоглобіну. Це дозволяє ефективно використовувати аргонний лазер при лікуванні судинної патології. Поєднання двох джерел лазерного випромінювання застосоване для одночасної реалізації методик діагностики та лікування. Крім того, такий випромінювач дозволяє одночасно впливати на різні морфологічні структури органа зору. Вибір джерел лазерного випромінювання для роботи з судинами ока базується на характерному спектрі поглинання, відбивання, розсіювання, якими володіють біохімічні та клітинні компоненти біотканин.

Структурна схема пристрою включає базовий блок, в якому знаходяться блоки живлення і управління, він служить для контролю роботи апарату, задання режимів і параметрів випромінювання та індикації налаштувань, містить мікроконтролер. Блок керування забезпечений можливістю дистанційного управління. Завдяки застосуванню мультитихвильового лазерного джерела випромінювання отримано можливість одночасної роботи двох довжин хвиль, з можливістю незалежної установки параметрів: частоти, потужності випромінювання і часу впливу. Для контролю задання оптимальної дози випромінювання в базовому блоці міститься вбудований вимірювач потужності випромінюючих голівок [1]. Узагальнену структурну схему лазерного приладу, що розробляється, наведено на рис. 1.

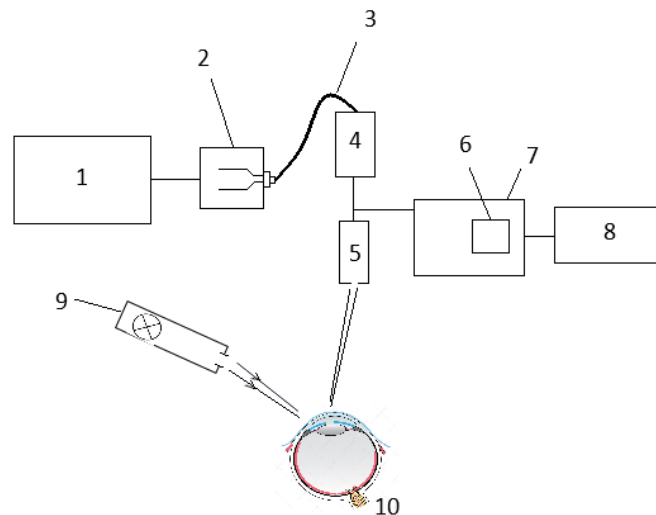


Рисунок 1. Структурна схема офтальмологічного пристрою: 1 — базовий блок формування і керування сигналами, 2 — мультитихвильовий лазерний випромінювач, 3 — гнучкий волоконний світловод, 4 — формуюча система, 5 — скануюча система, 6 — бінокляр, 7 — система візуалізації, 8 — монітор, 9 — освітлювач, 10 — око

Для отримання зображення ока пацієнта слугує система візуалізації, яка містить бінокляр із стереомікроскопом. Формуюча система передає лазерне випромінювання від вихідної апертури гнучкого волоконного світловоду до внутрішньоочних середовищ, а також для плавного регулювання

діаметрів плям робочих лазерів [3].

У даному пристрої запропонований широкий діапазон частот випромінювання, в залежності від розмірів судин очного дна та структурних елементів біотканини. Вибір потрібної частоти здійснює лікар.

Після проходження через блок візуалізації, зображення виводиться на екран. Так як робота із даним пристроєм передбачає використання монітору ПК та подальшу обробку даних, необхідно правильно організувати робоче місце з дотриманням усіх ергономічних норм.

В роботі було проведено аналіз характеристик лазерного випромінювання, зокрема довжини хвилі λ , та її вплив на біотканини ока. Проведено аналіз оптичних засобів і систем візуалізації стану очного дна та їх особливостей. Представлено узагальнену структурну схему діагностично-лікувального пристрою.

Перелік посилань

1. Баранов В. Н. Лазерные и светодиодные медицинские приборы и системы: учебное пособие / В. Н. Баранов, О. Н. Кузяков, М. С. Бочков. – Тюмень: ТюмГНГУ, 2012. – 176 с.
2. Лазер и его действие на живые ткани [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://cutt.ly/HglwAS9>
3. Офтальмологический лечебно-диагностический комплекс на основе щелевой лампы и мультиволнового лазера / [Л. Н. Пантелеев, Ю. С. Астахов, А. А. Иванов та ін.] // Вестник новых медицинских технологий / [Л. Н. Пантелеев, Ю. С. Астахов, А. А. Иванов та ін.]. – Тула: Тул. гос. ун-т, 2013. – С. 109–113.

Анотація

Запропонована розробка багатофункціонального діагностичного та терапевтичного пристрою для лікування очних захворювань. Проведено дослідження з гелій-неоновим та аргонним лазерами, характеристики яких відповідають вимогам щодо діагностики та лікування судин сітківки. Запропоновано загальну структурну схему офтальмологічного пристрою.

Ключові слова: лазер, діагностика, терапія, судини, око.

Abstract

The development of a multifunctional diagnostic and therapeutic device for the treatment of eye diseases is proposed. The studies with helium-neon and argon lasers, the characteristics of which meet the requirements for the diagnosis and treatment of retinal vessels, have been conducted. The general structural scheme of the ophthalmic device is offered.

Keywords: laser, diagnosis, therapy, blood vessels, eye.

РОЗРОБКА КОНТРОЛЕРА ДЛЯ УПРАВЛІННЯ ДВИГУНОМ ЕЛЕКТРИЧНОГО СКУТЕРА З ПЕРЕДАЧЕЮ ІНФОРМАЦІЇ НА СМАРТФОН

*Демченко С.О. студент
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна*

Вступ

Значне збільшення потреб населення в коротких подорожах по місту за останні роки на планеті призвело до швидкого збільшення кількості різних видів електротранспорту. В останні роки все більше популярність набувають BLDC[1-3] - Brushless DC electric motor (безколекторний електродвигун постійного струму) або ж електродвигуни трифазні безщіточні з датчиками Холла. Варто зазначити, що застосування подібних трифазних двигунів досить широко: побутова техніка, оргтехніка, електротранспорт, промисловість. Проте для запуску таких двигунів, регулювання швидкості їх обертання, і забезпечення контрольованої зупинки застосовуються пристрої, звані контролерами.

Контролер[4] - одна з головних складових частин безперебійної роботи електротранспорту; це електронний пристрій, що відповідає за роботу мотор-колеса і управляє ним. Контролер виконує функцію посередника між електромотором і рульовим керуванням, він забезпечує подачу струмів до електродвигуна і електричний комплект від акумуляторів. Принцип роботи контролера аналогічний мозкової діяльності. Спочатку контролер сприймає сигнал від електрообладнання, далі - аналізує прийняту інформацію, і в кінцевому підсумку забезпечує скоординовану роботу електро-системи відповідно до поставлених перед ним завданнями.

Огляд аналогів

Більшість контролерів для електротранспорту, представлених на ринку, - китайські. Вони хоч і відносно дешеві близько 700 грн залежно від потужності та функціоналу. Більшість із них мають формою вихідного сигналу прямокутної форми так званий меандр рис.1. Такі контролери дають можливість отримати трохи більшу швидкість обертання, ніж при використанні синусних, але за це доведеться розплачуватися підвищеним шумом двигуна, що виникає через мікровібрації обмоток двигуна під дією сигналу такої форми.

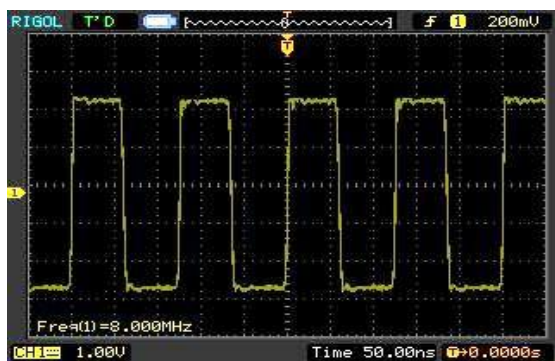


Рисунок 1. Вихідний сигнал дешевого контролера прямокутної форми

швидкості при такій же напрузі батареї. Встановлюються вони на надпотужний і дорогий електротранспорт. Але ціна у них кусається - 7-10 тис. грн.

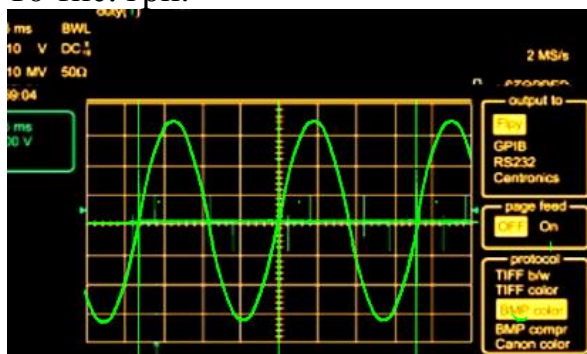


Рисунок 2. Вихідний сигнал дорогого контролера синусоїдальної форми

є декілька моментів які можна покращити для кращої роботи BLDC. По-перше розробити контролер на якісних компонентах, які будуть відпрацьовувати на свою заявлену потужність, не бути перегріватися, і ефективно використовувати акумуляторну батарею, що в свою чергу дозволить проїжджати на одному заряді більшу відстань.

Ще один момент - це додати розширений функціонал для котроллера. Такий як: передача інформації про електродвигун та акумулятор бездротовим методом за допомогою bluetooth або Wi-Fi на сучасний смартфон. Що дасть можливість зменшити кількість проводів які виходять з керуючого приладу, а це в свою чергу зменшує можливість до виходу з строю контролера через механічні пошкодження цих же проводів. А також зручний інтерфейс для смартфона на якому можна буде виставити максимальну швидкість. Встановлювати круїз контроль що дозволить насолоджуватись прогулянкою на електротранспорті більш комфортною.

Ще однією із гарних функцій розробленого контроллера буде можливість підключити два мотор-коліс. Що дозволить робити повноприводні електросамокати чи електровелосипеди ікі дозволять їздити по будь якому дорожньому покриттю.

У той же час на ринку представлені європейські якісні контролери для електробайка. Вони оснащуються розширеними функціями, працюють на різних напругах і струмах, на виході вони мають синусоїдальний сигнал рис.2 і їх можна програмувати. При використанні синусового контролера ви будете насолоджуватися тишею, але трохи втратите в максимальній

Результати дослідження

Всі контролери які представлені на ринку є невідомою коробкою, в якій невідомо що відбувається. І відразу до неї виникає дуже багато питань - економічно вона споживає і розподіляє струм, який у неї запас потужності, чому так сильно перегрівается, чи правильно спрацьовує захист по струму. В свою чергу

Висновки

Якщо підсумувати сказане вище, то очевидно, що кількість електро транспорту зростає. Проте кількість якісних контролерів дуже маленька. Все більше і більше китайських брендів роблять однакові коробочки які не здатні видавати заявлені характеристики, та не мають гарного функціоналу, який дозволить зручно використовувати електротранспорт.

Перелік посилань

1. [Основи безщіткового двигуна постійного струму](http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00885a.pdf) від Microchi. Режим доступу: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00885a.pdf>
2. [3-фазний BLDC управління електродвигунів з датчиками Холла від Freescale](https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN1916.pdf). Режим доступу: <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN1916.pdf>
3. [Sang-Hoon Kim](#). Electric Motor Control: DC, AC, and BLDC Motors 1st Edition. / [Sang-Hoon Kim](#). Elsevier Science 2017.-438с
4. Hazrimi Bin Omar. **Design of Driver Brushless Direct Current Motor(BLDC)**. / Hazrimi Bin Omar. Fakulti Kejuruteraan Elektrik 2005-25с

Анотація

У розглянутій статті проведено аналіз існуючих наданий момент контролерів для BLDC, та їхні функціональні можливості. Досліджено можливість покращення та розширення функціоналу даних контролерів. Сьогодні питання про спосіб переміщення по місту та способи економії коштів за рахунок використання електротранспорту дуже актуальне. Інноваційний підхід забезпечує високоефективну роботу електродвигунів, якісний контроль за його роботою а також оперативне інформування в разі несправності.

Ключові слова: контролер, BLDC, смартфон, бездротовий метод, електротранспорт.

Annotation

In the considered article the analysis of the existing given controllers for BLDC, and their functionality is carried out. The possibility of improving and expanding the functionality of these controllers has been investigated. Today, the question of how to move around the city and ways to save money through the use of electric vehicles is very relevant. The innovative approach provides highly efficient operation of electric motors, quality control over its operation, as well as prompt information in case of failure.

Keywords: controller, BLDC, smartphone, wireless method, electric transport.

ЛАЗЕРНЕ ВИЗНАЧЕННЯ МІКРОЧАСТИНОК

*Зінковський Ю. Ф., д.т.н., професор; Головня В. М., ст. викл.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна*

В проблемі лазерного сканування крові задля можливості здійснення діагностики деяких хвороб за рівнем відхилення середньостатистичної форми еритроцитів хворої людини відносно форми еритроцитів здорової людини центральним питанням є механізм лазерного розсіювання від суспензії з певною концентрацією еритроцитів [1].

При цьому першочергової важливості є проблема розроблення моделі еритроцита, що враховує залежність геометричних параметрів його форми та деяких фізичних властивостей його структури від таких чинників, як швидкість потоку біологічної рідини, температури та ін.

Механізм лазерного розсіювання характеризується індикатрисою розсіювання. Індикатриса розсіювання проміння на частинках (елементах крові) є надійним прийнятним джерелом безконтактного визначення якісного та кількісного складу крові. Індикатриса є векторною діаграмою залежності інтенсивності розсіяного світла від кута розсіювання при умові, що випромінювання, що падає, не поляризоване. Форма індикатриса характеризується величиною її дисиметрії $Dis\theta = I(\theta)/I(\pi - \theta)$, де θ та $\pi - \theta$ кути під якими розсіюється випромінювання по відношенню до опромінюючого пучка [2].

При співвідношенні розмірів частинок, що розсіюють, d та довжини хвилі випромінювання λ , $d \ll \lambda$, має місце релеєвське (молекулярне) розсіювання, при цьому $Dis\theta = 1$. Для випадку $d \approx \lambda$ форма індикатриса розсіювання залежить від величини d і форми частинок, і показників заломлення та поглинання речовини частинок, а також від λ . Вид індикатриса для сферичних частинок (з радіусом r) визначається за теорією Мі параметром $\rho = 2\pi r / \lambda$. При $\rho \ll \lambda$ форма індикатриса близька до релеєвської. При збільшенні ρ , коли $Dis\theta$ зростає, індикатриса виявляє ряд особливостей (з'являється ефект пелюстковості), при цьому множина $I_1(\theta_1), I_2(\theta_2), \dots, I_n(\theta_n)$ має симетричний характер відносно $\theta = 0$. При $\rho \geq 25 \dots 30$ величини $Dis\theta$ інтенсивності $I(\theta)$ групуються навколо $I(\theta_0)$ з вираженою тенденцією зменшення кута розкриву $\Delta\theta$ з збільшенням ρ .

В полідисперсних середовищах (більшості колоїдів, серед них і штучно утворених) індикатриса характеризується плавною залежністю величини $I(\theta)$ в результаті усереднення індикатриса для частинок різних розмірів, при цьому зі зменшенням λ відповідно зменшується діапазон кутів максимальних значень $I(\theta)$ [3].

Таким чином, для виміру $I(\theta)$ індикатриси розсіювання як джерела експериментальної інформації щодо розмірів та форми формених елементів крові, що є надійною інформацією про наявність патологій останньої, необхідно, аби інформаційна система враховувала деякі особливості експериментальної системи та об'єкту дослідження. Основним з них можна вважати такі: середні розміри частинок крові, їх розкид, концентрацію в крові, основні гемодинамічні дані людської крові та кінетику потоку. У зв'язку з несферичністю еритроцитів необхідні деякі зміни в концепції використання положень теорії Мі, керуючись експериментальним фактом, що еритроцити хворої людини змінюють свою форму у бік сферизації («скругляють»). Важливим є вибір частоти (довжини хвилі) лазера, його потужності, виду випромінювання (неприпустима велика потужність аби не припустити нелінійне поглинання).

З оптичної точки зору цільна кров є висококонцентрованим мутним середовищем, властивості розсіювання і проникності якого визначаються, головним чином, еритроцитами. Показник заломлення еритроциту відносно плазми є комплексною величиною $m = n + i\chi$. У вікні прозорості крові, $n = 1,037 - 1,055$, $\chi = 10^{-5} - 10^{-4}$. Нормальний еритроцит людини в спокої має двоввігнуту дискоїдну форму (дискоцит) [4].

В експериментальних умовах і при патології еритроцити можуть перетворюватись в ехіноцити (поверхня покривається шипами), стоматити (односторонні ввігнуті диски), сфероцити без зміни об'єму. 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.

Коректна постановка завдання аналізу розсіювання інтенсивності і поляризації випромінювання досягається введенням вектора-параметра Стокса і матриці розсіяння світла (МРС) [2].

Пружна взаємодія частинки з плоскою гармонійною хвилею може бути описана як лінійне перетворення параметрів Стокса, I_s, Q_s, U_s, V_s .

$$\begin{pmatrix} I_s \\ Q_s \\ U_s \\ V_s \end{pmatrix} = \frac{1}{k^2 r^2} F \begin{pmatrix} I_i \\ Q_i \\ U_i \\ V_i \end{pmatrix}$$

де F — матриця розсіювання світла розміром 4x4, I_i, Q_i, U_i, V_i параметри Стокса розсіяного випромінювання.

Потрібно зазначити, що параметри Стокса для світла, розсіяного сукупністю випадково розташованих невзаємодіючих частинок, є сумою параметрів Стокса для світла, розсіяного окремими частинками, а матриця розсіяння для такої сукупності є сумою матриць окремих частинок. Отже МРС для хаотично орієнтованих сфероїдальних частинок F , в якій f_{mn} —

елементи матриці, має вигляд:

$$F = \begin{pmatrix} f_{11} & f_{12} & 0 & 0 \\ -f_{12} & f_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & f_{33} & -f_{34} \\ 0 & 0 & f_{43} & f_{44} \end{pmatrix}.$$

Індикатриса розсіювання є характеристикою розподілення потужності розсіяного випромінювання $f(\varphi, \theta) = d\sigma(\varphi, \theta)/\sigma$, де σ – повний переріз розсіювання, котрий має розмірність площі та залежить лише від оптичних властивостей частинки та відносного розміру.

Розсіювання та поглинання світла частинкою зменшує енергію падаючої хвилі. Цей ефект характеризується перетином екстинкції σ_e що має розмірність площі. Добуток $I_0\sigma_e$ визначає повну потужність розсіювання.

Аналогічним чином визначаються перетини розсіювання σ_s та поглинання σ_a [5]. Відповідно до оптичної теореми перетин екстинкції лінійно поляризованого світла пропорційний амплітуді розсіювання вперед (визначається матрицею екстинкції):

$$\sigma_e = \frac{4\pi}{k^2} \text{Im} \left[e_0^* F(k_\varphi, k_\theta) e_0 \right], \quad (1)$$

де k – хвильове число; e_0, e_0^* - орти напрямку вектора розсіювання, зірочка означає комплексне спряжене, $F(k_\varphi, k_\theta)$ - коефіцієнти матриці відповідно по кутам.

Перетин розсіювання визначається інтегруванням розсіяної інтенсивності по всіх кутах. Для лінійно поляризованого світла:

$$\sigma_s = \frac{1}{k^2 I_0} \int_{4\pi} [I_0 F_{11} + F_{12} Q_0 + F_{13} U_0 + V_0 F_{14}] d\Omega(s), \quad (2)$$

де I_i, Q_i, U_i, V_i параметри Стоксу розсіяного випромінювання, F_{ij} - елементи матриці розсіювання, Ω – тілесний кут, в якому визначається інтегрування.

Перетин поглинання дорівнює різниці перетинів екстинкції та розсіювання:

$$\sigma_a = \sigma_e - \sigma_s. \quad (3)$$

У випадку неполяризованого світла й сферично симетричного розсіювача формула (2) зводиться до звичайного інтеграла від індикатриса по куту розсіювання:

$$\sigma_s = \int_{\Omega} I(\varphi, \theta) d\Omega \quad (4)$$

Параметр асиметрії визначається рівнянням

$$\sigma_{as} = \int_{\Omega} I(\varphi, \theta) \cos^2 \theta d\Omega \quad (5)$$

і його знак вказує на переважне розсіювання вперед ($g > 0$), назад ($g < 0$), або симетричне ізотропне розсіювання ($g = 0$).

Для досліджуваного випадку ($d \approx 8$ мкм, $\lambda = 0,638$ мкм), $q \gg 1$, тобто радіус частинки набагато більший за довжину хвилі. До цієї групи належать суспензії з великих частинок та більшість природних туманів, що складаються з рідких краплин.

3. $q \approx 1$, тобто радіус частинки того ж порядку, що і довжина хвилі. До цієї групи належить більша частина колоїдних розчинів та високодисперсних суспензій.

Тому в основі дослідження розсіювання форменими елементами крові лежить теорія Мі, яка припускає, що частинки мають форму сфери. Форма еритроцитів відрізняється від сферичної, що і призводить до похибок, що оцінюються в 20%, щ при експрес-аналізі крові в багатьох випадках допустимо.

Перелік посилань

1. Іонов І.А. Фізіологія крові та внутрішнього середовища / І.А. Іонов, Т.Є. Комісва та ін. // метод.реком. Х.: ЧП Петров В.В., 2017. – 48с.
2. Борен К. Поглощение и рассеяние света малыми частицами / К. Борен, Д. Хафмен // пер. с англ. М.: Мир, 2986. – 664с.
3. Дейрмеджан Д. Рассеяние электромагнитного излучения сферическими полидисперсными частицами / Д. Дейрмеджан // пер.с англ., М.:Мир. – 167с.
4. Шурхина Е.С. Распределение эритроцитов по плотности при различных видах анемий / Е.С. Шурхина, В.М. Нестеренко и др. // Гематология, 2009. – С. 48-51
5. Яремій І.П. Ефекти анізотропії в орієнтації призматичних петель і дископодібних кластерів у статистичній динамічній теорії розсіяння Х-променів. / І.П. Яремій, Б.К. Остафійчук та ін. // Металофізика та новітні технології Том.41, вип.6. 2019. – pp.699–715 <https://doi.org/10.15407/mfint.41.06>.

Анотація

Розглянуто параметри розсіяного променя від частинок різного діаметру по відношенню до довжини опромінюючого світла. Визначено складності та особливості в математичному описі взаємодії лазерного випромінювання з еритроцитами та запропоновано використання теорії Мі.

Ключові слова: параметри Стокса, матриця розсіювання світла, індикатриса розсіювання, еритроцит, теорія Мі.

Abstract

The parameters of the scattered beam from particles of different diameters in relation to the length of the irradiating light are considered. Complexities and features in the mathematical description of the interaction of laser radiation with erythrocytes are determined and the use of the Mi theory is proposed..

Keywords: Stokes parameters, light scattering matrix, scattering indicator, erythrocyte, Mi theory.

ВИКОРИСТАННЯ ЦИФРОВОГО КОНВЕРТЕРА TCS3400 В ОПТИЧНИХ СЕНСОРАХ

*Кучмії Г.Л., к.т.н. доцент; Івах М.С., к.т.н., ст. викладач;
Адам'як О.А., студент; Барило Н.Г., студент*

Національний університет «Львівська політехніка», м. Львів, Україна

Інформативний сигнал сучасних оптичних сенсорних пристроїв [1] формується модуляцією спектральної характеристики чутливого елемента під зовнішнім впливом. Оптично активним середовищем для яких найчастіше використовують напівпровідникові органічні та неорганічні матеріали. Серед органічних матеріалів вирізняють рідкокристалічні матеріали (РК), оскільки, вони мають впорядковану структуру та володіють високою чутливістю до зміни цієї впорядкованості під впливом зовнішніх чинників. Вихідна структура РК може змінюватися дуже слабкими зовнішніми факторами різної природи: температурним, електричним, магнітним полями, випромінюванням із різною довжиною хвилі, міжмолекулярною взаємодією з підкладкою, механічними та хімічними чинниками, що призводять до зміни оптичних параметрів.

Нами проведено аналіз чутливих елементів на основі модифікованих РК допованих наночастинками металів за результатами якого встановлено, що у переважній більшості сенсорів робочий спектральний діапазон знаходиться в межах видимого світла [2-4]. На рис.1 представлено оптичні спектри пропускання РК під час взаємодії з різними рівнями концентрації монооксиду вуглецю (CO) та діоксиду сірки (SO₂).

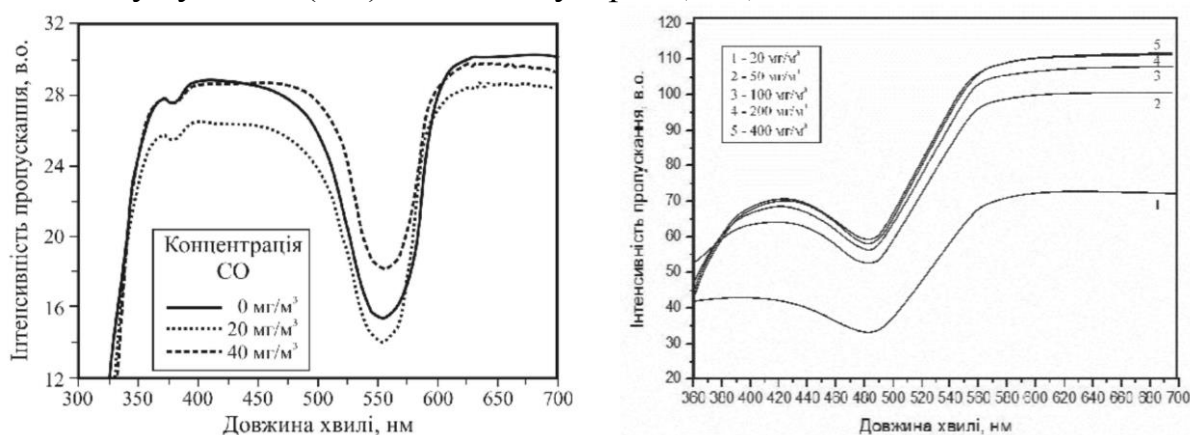


Рисунок 1. Оптичні спектри пропускання сенсорів CO та SO₂

Для реєстрації спектральної характеристики чутливого елемента нами розроблено фотоперетворювач на основі оптико-цифрового перетворювача TCS3400 [5]. Структура даного конвертера (рис. 2 верх) містить п'ять фотоперетворювачів з допомогою яких відбувається реєстрація рівня освітленості у відповідному спектральному діапазоні (рис. 2 б низ). Завдяки вбудованому фотоперетворювачу видимого світла відбувається вимірю-

вання загального рівня освітленості, а рівні окремих селективних діапазонів визначаються із врахуванням цього значення. Такий метод дозволив отримати високу чутливість з динамічним діапазоном 1М.

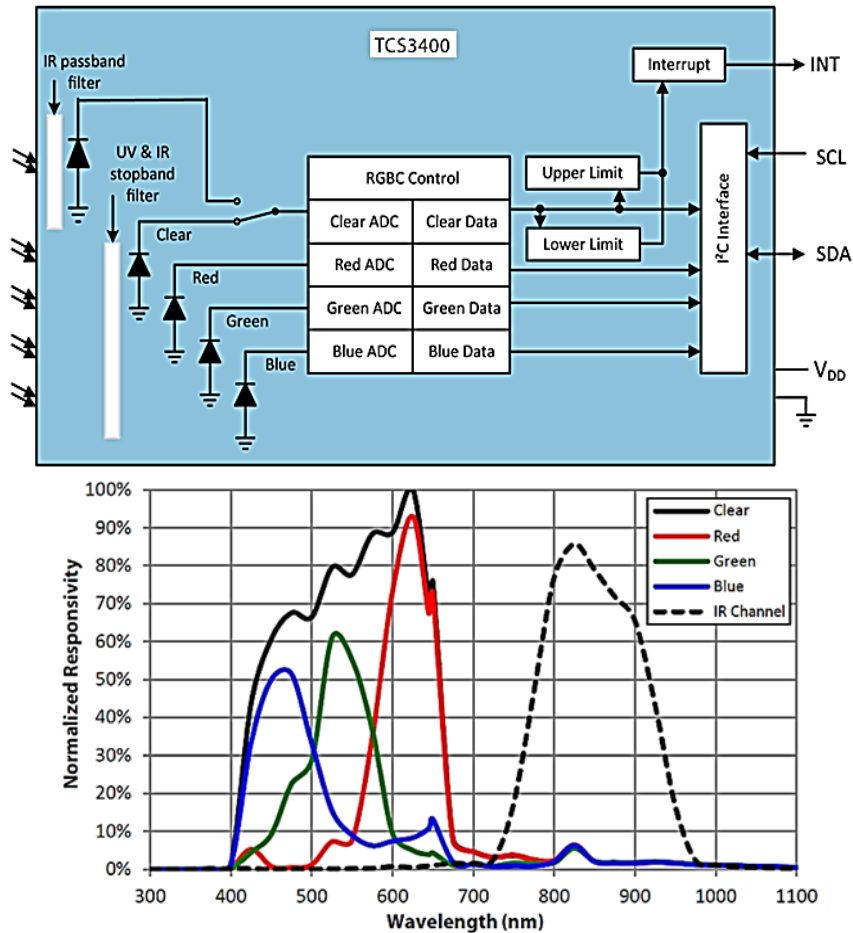


Рисунок 2. Структура та характеристики конвертора TCS3400

На рис.3 наведено динаміку зміни спектральних характеристики РК в процесі вимірювання, які отримані з використанням розробленої програми.

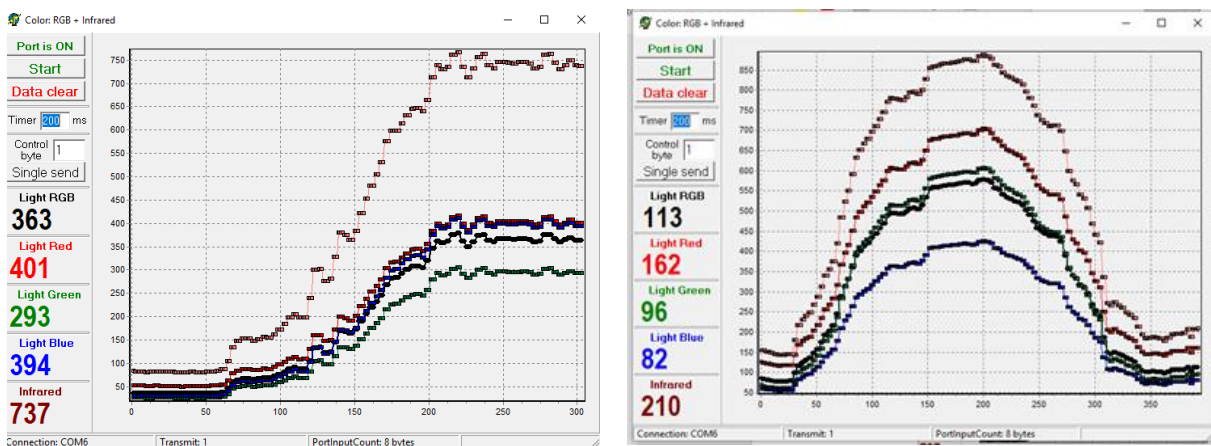


Рисунок 3. Спектральні характеристики фазових переходів РК

Наведені результати програмного аналізу відображають зміну інтенсивності випромінювання по кожному окремому каналу фотоперетворюва-

ча в процесі аналізу фронту (перший графік) та імпульсу (другий графік) інформаційного сигналу. Керування інтенсивністю джерела світла дозволяє вибирати ширину робочого динамічного діапазону для забезпечення необхідної точності вимірювань. В процесі практичної реалізації сенсора необхідно враховувати часові параметри на передавання даних по послідовному каналу I2C та обсяг необхідної пам'яті для зберігання бази даних яка використовується в процесі верифікації вхідного інформаційного сигналу для отримання значення виміряної величини. Підвищення точності вимірювань вимагатиме використання додаткових апаратних ресурсів.

Перелік посилань

1. Aksimentyeva O. Cholesteric liquid crystal doped nanosized magnetite as activemedium of optical gas sensor. / O. Aksimentyeva, Z. Mykytyuk, A. Fechan, B. Tsih, O. Sushynskiy // Molecular Crystals and Liquid Crystals. – 2014. – Vol. 589. – P. 83- 89.

2. Two-dimensional GaTe monolayer as a potential gas sensor for SO₂ and NO₂ with discriminate optical properties / Sabah Abbas, Muhsin Musa, Jappor Hamad // Superlattices and Microstructures. – 2019. – Vol. 135. 106245.

A DFT study of In doped TiO₂: A superior NO₂ gas sensor with selective adsorption and distinct optical response / Gao Chenshan, Zhang Yingying, Liu Yang, et al. // Applied Surface Science. - 2019. – Vol. 494. – PP. 162-169.

3. AMS. Datasheet. TCS3400 [Електронний ресурс] Режим доступу: https://ams.com/documents/20143/36005/TCS3400_DS000411_5-00.pdf/5e66e18f-b76c-3245-47a7-1813b423c846.

Анотація

Розроблено фотоперетворювач для реєстрації спектральних характеристик чутливих елементів оптичних сенсорів на основі інтегрального конвертера TCS3400 та показано перспективу його використання для розширення функціональних можливостей сенсорів.

Ключові слова: фотоперетворювач, спектральна характеристика, сенсор.

Abstract

A photoconverter for recording the spectral characteristics of sensitive elements of optical sensors based on the TCS3400 integral converter has been developed and the prospects for its use to expand the functionality of sensors have been shown.

Keywords: photoconverter, spectral characteristic, sensor.

ОСОБЛИВОСТІ КОНТРОЛЮ МІЦНІСТНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ КОНСТРУКЦІЙНИХ МАТЕРІАЛІВ ЗАСОБАМИ НЕЛІНІЙНОЇ АКУСТИКИ

Лісовець С.М., к.т.н.

Київський національний університет технологій та дизайну, Київ, Україна

Конструкційні матеріали широко застосовуються в різних галузях промисловості для виробництва конструкцій і споруд, які можуть зазнавати силових впливів. Тому основні вимоги до таких матеріалів – це спроможність опиратися зовнішнім навантаженням. Контроль міцністних властивостей таких матеріалів може бути як руйнівним, так і неруйнівним. Руйнівний контроль передбачає отримання фрагмента конструкційного матеріалу для його подальшого аналізу з метою визначення його міцністних властивостей. В більшості випадків такий контроль є неприйнятним, так як руйнування конструкцій і споруд є неприпустимим. Що стосується неруйнівного контролю, то один з найбільш ефективних видів такого контролю – це акустичний контроль. Він дозволяє виявляти не тільки підповерхові (глибина залягання (0,5...1,0) мм) дефекти, але й дефекти на глибині більше 1,0 мм [1]. “Класичні” методи неруйнівного акустичного контролю, такі як методи відбиття, проходження і емісії, не завжди можуть дати очікувані від них результати. Існують деякі дефекти, які практично неможливо виявити через їх характер, форму або розташування в контрольованій конструкції або споруді. Але їх можна виявити, використовуючи акустичні нелінійні методи. Такі методи тісно пов’язані з поняттям структурної неоднорідності [2].

Структурна неоднорідність твердих тіл пов’язана з тим, що практично всі реальні тверді тіла мають неоднорідну структуру, яка пов’язана з наявністю в них несучільностей, тріщин, пор і так далі. Наприклад, до таких тіл належать гірські породи, багато конструкційних матеріалів (особливо з вираженою полікристалічною структурою і/або утомними чи термічними пошкодженнями), будівельні матеріали типу бетонів, гранульовані середовища [2]. Така нелінійність як якісно, так і кількісно відрізняється від традиційної пружної гранчастої нелінійності, яка пов’язана з проявом слабкого ангармонізму міжатомного потенціалу [3].

Для опису такої нелінійності необхідно в законі Гука додати квадратичні по компонентам тензора деформації складові (а, за необхідності, такі складові в більш високих степенях) [2]:

$$\sigma = E(\varepsilon + \gamma_2 \varepsilon^2 + \gamma_3 \varepsilon^3 + \dots),$$

де E – модуль пружності; σ – механічна напруга; ε – відносна деформація.

Для однорідних аморфних речовин і монокристалів коефіцієнти γ_2 і γ_3 не перевищують зазвичай кількох одиниць [2]. Якщо врахувати, що в звичайних умовах при розповсюдженні пружних хвиль в однорідних аморфних речовинах і монокристалах відносна деформація ε середовища не перевищує 10^{-5} , то виявити вплив на параметри пружних хвиль таких малих складових, як $\gamma_2\varepsilon^2$ і $\gamma_3\varepsilon^3$, практично неможливо.

В теперішній час є загальноприйнятним, що наявність порушень структури твердих тіл дуже суттєво змінює їх нелінійні акустичні властивості, і така неоднорідність для реальних твердих тіл є, скоріше за все, правилом, а не винятком [2]. Як показано в багатьох роботах, структурна неоднорідність твердих тіл є дуже чутливою до наявності в таких тілах різних порушень їх структури – так званих “м’яких” дефектів. Особливо це стосується малих відносних концентрацій “м’яких” дефектів на рівні $10^{-8} \dots 10^{-7}$. При таких концентраціях чутливість лінійних акустичних методів є ще недостатньою для виявлення таких дефектів, а от нелінійні акустичні методи виявити такі “слабкі” місця в контрольованому середовищі вже спроможні. Як також показує аналіз багатьох робіт, дуже актуальним є пошук місць зародження в такому середовищі тріщин [2].

Така чутливість нелінійних акустичних методів пов’язана з тим, що при збільшенні відносних концентрацій “м’яких” дефектів від приблизно $10^{-8} \dots 10^{-7}$ до приблизно $10^{-4} \dots 10^{-3}$ коефіцієнти γ_2 і γ_3 можуть становити вже не кілька одиниць, а кілька тисяч одиниць. Тобто акустична нелінійність твердих тіл дуже стрімко збільшується. Це можна пояснити тим, що “м’які” дефекти твердих тіл (зокрема, тріщини) мають відносну “м’якість” на рівні 10^{-4} . Проходження крізь них пружних хвиль призводить до великої відносної деформації таких дефектів, при якій лінійний закон Гука порушується.

Структурна нелінійність твердих тіл характеризується різними нелінійними акустичними ефектами, з яких найбільш “вимірюємими” є ефекти амплітудно-залежних змін коефіцієнтів поглинання і швидкостей розповсюдження пружних хвиль. Таким чином, вимірюючи коефіцієнти “контролюємих” конструкційних матеріалів і зіставляючи їх з аналогічними коефіцієнтами “еталонних” матеріалів, можна оцінити міцнісні властивості таких “контролюємих” матеріалів.

Для здійснення такого контролю була дороблена і вдосконалена експериментальна установка, структурна схема якої наведена на рис. 1, а до складу входять генератор електричних коливань 1, дільники напруги 2 і 8, перемикачі 3 і 9, підсилювач потужності 4, п’єзокерамічні перетворювачі 5 і 7, конструкційний матеріал 6, вибіркового підсилювач 10, фазовий детектор 11, амплітудний детектор 12, вимірювальні прилади 13 і 14, дільник частоти 15 і засіб обчислювальної техніки 16 [4].

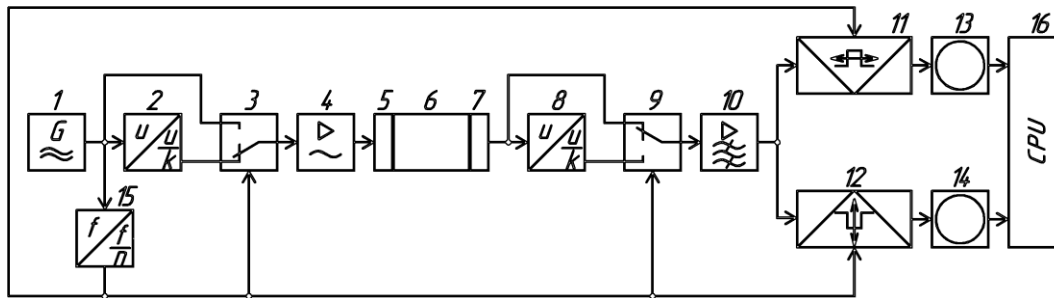


Рис. 1. Структурна схема експериментальної установки

В такій установці зондування конструкційного матеріалу 6 здійснюється пакетами пружних хвиль з різною амплітудою, які формуються перемикачами 3 і 9. Акустична нелінійність конструкційного матеріалу 6 виявляється саме при проходженні крізь нього більшого з пакетів. Невеликі зміни поглинання і швидкості розповсюдження пружних хвиль вимірюються відповідно фазовим детектором 11 і амплітудним детектором 12 та фіксуються засобом обчислювальної техніки 16 через вимірювальні прилади 13 і 14.

Проведені дослідження кількох полікристалічних латуней різних марок як без дефектів, так і з штучно створеними дефектами показали принципову можливість ранньої діагностики таких конструкційних матеріалів.

Перелік посилань

1. О.В. Радько Вибір методів контролю якості конструкційних елементів машин та механізмів / Радько О.В., Медведєва Н.А., Кремешний О.І. // Системи озброєння і військова техніка. – 2015. – № 2(42). – С. 127–130.
2. Зайцев В.Ю. «Неклассическая» структурнообусловленная акустическая нелинейность: эксперименты и модели / В.Ю. Зайцев, Н.В. Прончатов-Рубцов, С.Н. Гурбатов. – Нижний Новгород, – 2007. – 223 с.
3. Киттель Ч. Введение в физику твёрдого тела / Ч. Киттель. – М.: Наука, 1978. – 791 с.
4. Лісовець С.М. Контроль міцності силових конструкцій з полікристалічних матеріалів із застосуванням неруйнівних нелінійних акустичних методів / Лісовець С.М., А.С. Зенкін // Стандартизація, сертифікація, якість. – 2018. – № 3 (110). – С. 63–70.

Анотація

Пропонуються засоби контролю конструкційних матеріалів пакетами пружних коливань, що за рахунок акустичної структурної нелінійності таких матеріалів дає можливість проводити їх ранню діагностику.

Ключові слова: дефект, матеріал, нелінійність, структура, хвиля.

Abstract

Means for monitoring structural materials by packages of elastic vibrations are proposed, which, due to the acoustic structural nonlinearity of such materials, allows their early diagnosis.

Key words: defect, material, nonlinearity, structure, wave.

ХАРАКТЕРИСТИЧНИЙ ІМПЕДАНС ПЕРІОДИЧНИХ СТРУКТУР

Нелін Є. А., д.т.н., професор, Непочах Ю. В., ст. викладач,
Попсуй В. І., ст. викладач

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна

Сучасна теорія металів, напівпровідників та діелектриків заснована на зонній теорії кристалів як періодичних структур (ПС). Періодичні структури широко використовують в різних технічних галузях. Останнім часом інтерес до ПС зумовлений інтенсивними розробками та дослідженнями новітніх різноманітних, зокрема наноелектронних, пристроїв оброблення сигналів на основі кристалоподібних структур та метаматеріалів.

Періодичні структури аналізують матричним методом. В класичних підручниках [1, 2] цим методом розглянуто властивості ПС на прикладі лінії передачі, періодично навантаженої реактивними елементами (рис. 1). У представленій доповіді використано значно простіший імпедансний підхід [3]. Як і в [1, 2], для спрощення перетворень виконано нормування до характеристичного імпедансу лінії передачі без реактивних елементів.

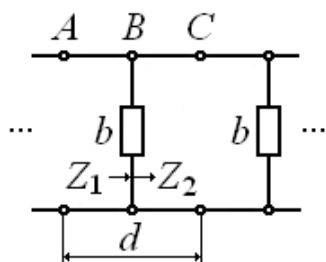


Рисунок 1. Схема ПС, b — реактивні елементи з провідністю ib , де $i = \sqrt{-1}$, d — період ПС, A , C та B — точки з'єднання елементарних комірок ПС та елемента b , Z_1 та Z_2 — входні імпеданси в точках B ліворуч та праворуч від них відповідно.

Для аналізу властивостей ПС ключове значення має характеристичний імпеданс, який визначається в точках A , C , Позначимо цей імпеданс через Z та знайдемо вираз для нього.

Розглянемо зв'язок між імпедансами Z , Z_1 та Z_2 . Згідно з формулою для входного імпедансу відрізка довгої лінії для імпедансу Z в точках A маємо

$$Z = \frac{Z_1 + it}{1 + iZ_1 t}, \quad (1)$$

де $t = \operatorname{tg}(\theta / 2)$, $\theta = kd$, $k = 2\pi / \lambda$, λ — довжина хвилі. Імпеданси Z_1 та Z_2 дорівнюють:

$$Z_1 = \frac{1}{Z_2^{-1} + ib}, \quad Z_2 = \frac{Z + it}{1 + iZt}. \quad (2)$$

Підставимо формули (2) у вираз (1):

$$Z = \frac{Z(1 - bt - t^2) + it(2 - bt)}{1 - bt - t^2 + iZ(2t + b)}.$$

З цього виразу маємо

$$Z^2 = \frac{t(1 - bt / 2)}{t + b / 2}. \quad (3)$$

Підставимо у (3) t та виконаємо перетворення:

$$Z^2 = \frac{\sin \theta + (b/2)(\cos \theta - 1)}{\sin \theta + (b/2)(\cos \theta + 1)}. \quad (4)$$

Домножимо чисельник та знаменник (4) на вираз $\sin \theta + (b/2)(\cos \theta - 1)$ і знайдемо квадратний корінь з лівої та правої частин. У результаті отримаємо:

$$Z = \pm \frac{\sin \theta + (b/2)(\cos \theta - 1)}{\sqrt{1 - [\cos \theta - (b/2)\sin \theta]^2}}. \quad (5)$$

Формула (5) збігається з наведеною в [1, 2]. Згідно з [1, 2] знаки « \pm » відповідають прямому та зворотному напрямкам поширення хвилі. Це твердження потребує уточнення, оскільки у разі лише знака « $+$ » в прямому напрямку в дозволених зонах можуть бути значення $Z < 0$.

У формулі (5) відображені зонні властивості ПС. Умова

$$|\cos \theta - (b/2)\sin \theta| > 1, \quad (6)$$

за якої імпеданс Z уявний, відповідає забороненим зонам ПС.

В [1, 2] не розглянуто частотні залежності характеристичного імпедансу і зонних діаграм, а також фізичні особливості формування зонних властивостей ПС.

Розглянемо ПС, утворені ємностями та індуктивностями. Позначимо їх як ПС 1 та ПС 2. Для ПС 1 $b = \omega CZ_0$, а для ПС 2 $b = -Z_0 / \omega L$, де $\omega = 2\pi f$, f — частота; C та L — значення ємності та індуктивності; Z_0 — характеристичний імпеданс лінії передачі без реактивних елементів. ПС 1 та ПС 2 такі, що $\omega_0 CZ_0 = Z_0 / \omega_0 L = 1$; $d = \lambda_0 / 2$, де $\omega_0 = 2\pi f_0$; λ_0 — довжина хвилі на частоті f_0 . За таких умов вираз (5) для прямого напрямку в дозволених зонах з урахуванням зауваження відносно знаків та нерівність (6) отримають вигляд:

$$Z = \frac{|\sin \pi F + \alpha(\cos \pi F - 1)|}{\sqrt{1 - (\cos \pi F - \alpha \sin \pi F)^2}}, \quad (7)$$

$$|\cos \pi F - \alpha \sin \pi F| > 1, \quad (8)$$

де $F = f / f_0$; $\alpha = F / 2$ для ПС 1 та $\alpha = -1 / 2F$ для ПС 2.

На рис. 2 наведено залежності згідно з (7) і (8). Як видно з рис. 2 а, характеристичний імпеданс змінюється від 0 до ∞ . Така його трансформація проти значення без неоднорідностей (яке дорівнює 1) є наслідком інтерференції падаючої хвилі та хвиль, відбитих від неоднорідностей ПС. У результаті цієї інтерференції формуються зонні властивості ПС. В дозволених зонах, де характеристичний імпеданс дійсний, ПС «прозора» для хвиль. Хвилі резонансно проходять з коефіцієнтом проходження, що дорівнює 1. В заборонених зонах характеристичний імпеданс уявний. Це свідчить, що в цих зонах хвиля не поширюється, а реактивно, без втрат енергії,

загасає. У результаті ПС повністю «непрозора», коефіцієнт проходження дорівнює 0. В ПС досягається максимально можливе співвідношення між рівнями сигналів, якими необхідно керувати, що є ключовим у застосуванні ПС для оброблення сигналів. В частотній фільтрації дозволені зони відповідають смугам пропускання, а заборонені — смугам подавлення.

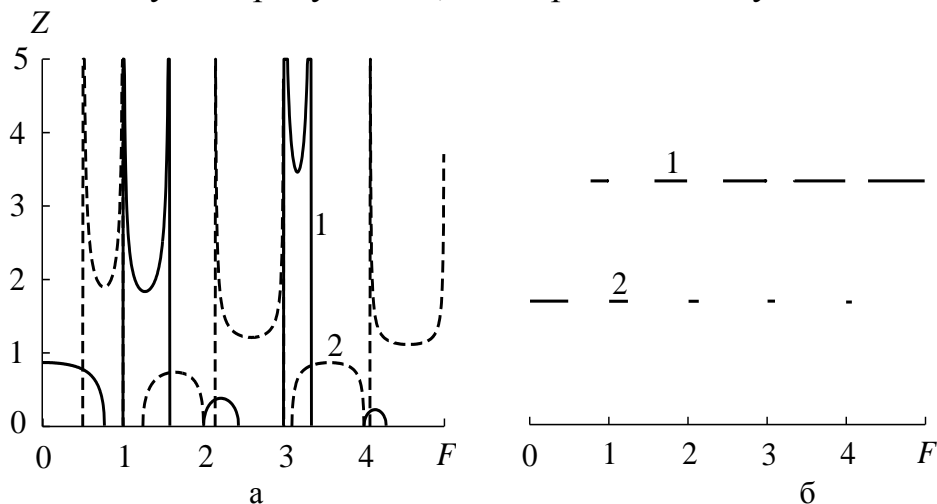


Рисунок 2. Частотні залежності характеристичних імпедансів в дозволених зонах (а) і зонні діаграми (б) ПС 1 (1) та ПС 2 (2).

На рис. 2 б наведено зонні діаграми ПС 1 та ПС 2. Розширення з частотою заборонених зон ПС 1 і звуження дозволених, а для ПС 2 — навпаки зумовлене відповідно збільшенням і зменшенням з частотою коефіцієнтів відбиття від неоднорідностей ПС 1 та ПС 2.

Перелік посилань

1. Pozar D. M. Microwave Engineering / D. M. Pozar. — 4th ed., N. Y.: Wiley, 2011. — 752 p.
2. Collin R. E. Foundations for Microwave Engineering / R. E. Collin. — 2nd ed. — N. Y.: Wiley, 2001. — 944 p.
3. Zinher Ya. New in the theory of periodic structures / Ya. Zinher, Yu. Adamenko, E. Nelin // Proceedings of 39th IEEE International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2019). — P. 169 – 172.

Анотація

На основі імпедансного підходу отримано вираз для характеристичного імпедансу періодичних структур у вигляді лінії передачі, періодично навантаженої реактивними елементами. Наведено частотні залежності характеристичного імпедансу та зонні діаграми структур.

Ключові слова: періодична структура, характеристичний імпеданс, зонна діаграма.

Abstract

Based on the impedance approach, an expression is obtained for the characteristic impedance of periodic structures in the form of a transmission line periodically loaded with reactive elements. Frequency dependences of the structures characteristic impedance and band diagrams are presented.

Key words: periodic structure, characteristic impedance, band diagram.

ВИСОКОНАДІЙНІ СЕНСОРИ НА ОСНОВІ ПЛІВОК НАНОКРИСТАЛІЧНОГО SiC ДЛЯ МОНІТОРИНГУ ГАЗОВОГО СЕРЕДОВИЩА

*Семенов О.В., д.т.н., ст. наук. співр.; Любов Д.В., аспірант
Національний Технічний Університет «Харківський Політехнічний
Інститут», Харків, Україна*

Карбід кремнію (SiC) має високий потенціал в якості електронного напівпровідникового матеріалу для нового покоління високотемпературних сенсорів і приладів силової електроніки. На основі монокристалічного карбиду кремнію розроблено широкий спектр хімічних сенсорів різних конструкцій [1,2] включаючи, конденсатори, польові транзистори, діоди Шоттки. Висока чутливість сенсорів до багатьох токсичних і небезпечних газів робить їх незамінними для моніторингу газової атмосфери в складних умовах в космічній, авіаційній, автомобільній сферах, хімічних і фізичних реакторах [2]. Додаткові можливості збільшення чутливості і зменшення часу відгуку, при зниженні вартості технології відкриваються при використанні шарів нанокристалічного SiC. Тому використання плівок нанокристалічного SiC (nc-SiC) для розробки газових сенсорів може значно розширити ринок приладів на основі SiC.

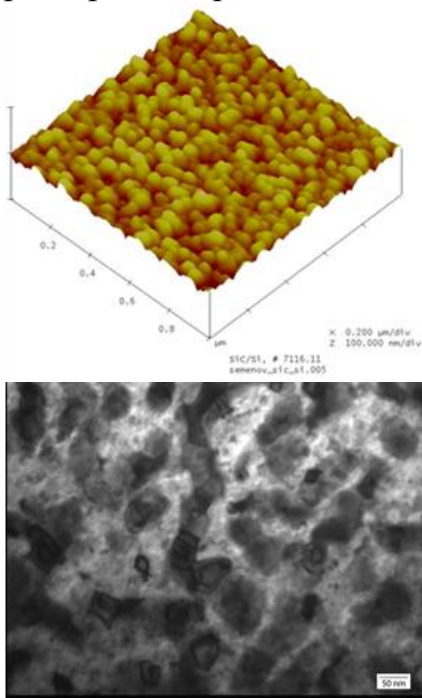


Рис.1 АСМ і ПЕМ зображення
nc-SiC плівок

У цій роботі ми досліджували газочутливі властивості (S) nc-SiC плівок, отриманих оригінальним методом прямого іонного осадження [3]. Тонкі шари nc-SiC плівок на підкладках з лейкосапфіра були отримані методом прямого осадження іонів вуглецю і кремнію з енергією 100 – 120 eV при температурі підкладки 1100 °C. Осаджені при таких режимах плівки містили суміш нанокристалів кубічного і ромбоєдричних політипів. На Рис.1 представлені ПЕМ та АСМ зображення типових ділянок nc-SiC плівок.

Розміри нанокристалів варіювалися в інтервалі 5 - 50 нм. Досліджувані плівки були приготовлені з електронним типом провідності внаслідок того, що плівки з дірковою провідністю проявляють меншу чутливість до газів [4]. У nc-SiC плівках, одержуваних прямим іонним осадженням, тип провідності задавався надлишком іонів кремнію (електронна) або вуглецю (діркова) в процесі осадження плівок. Товщина плівок була в діапазоні 500-

1000 нм.

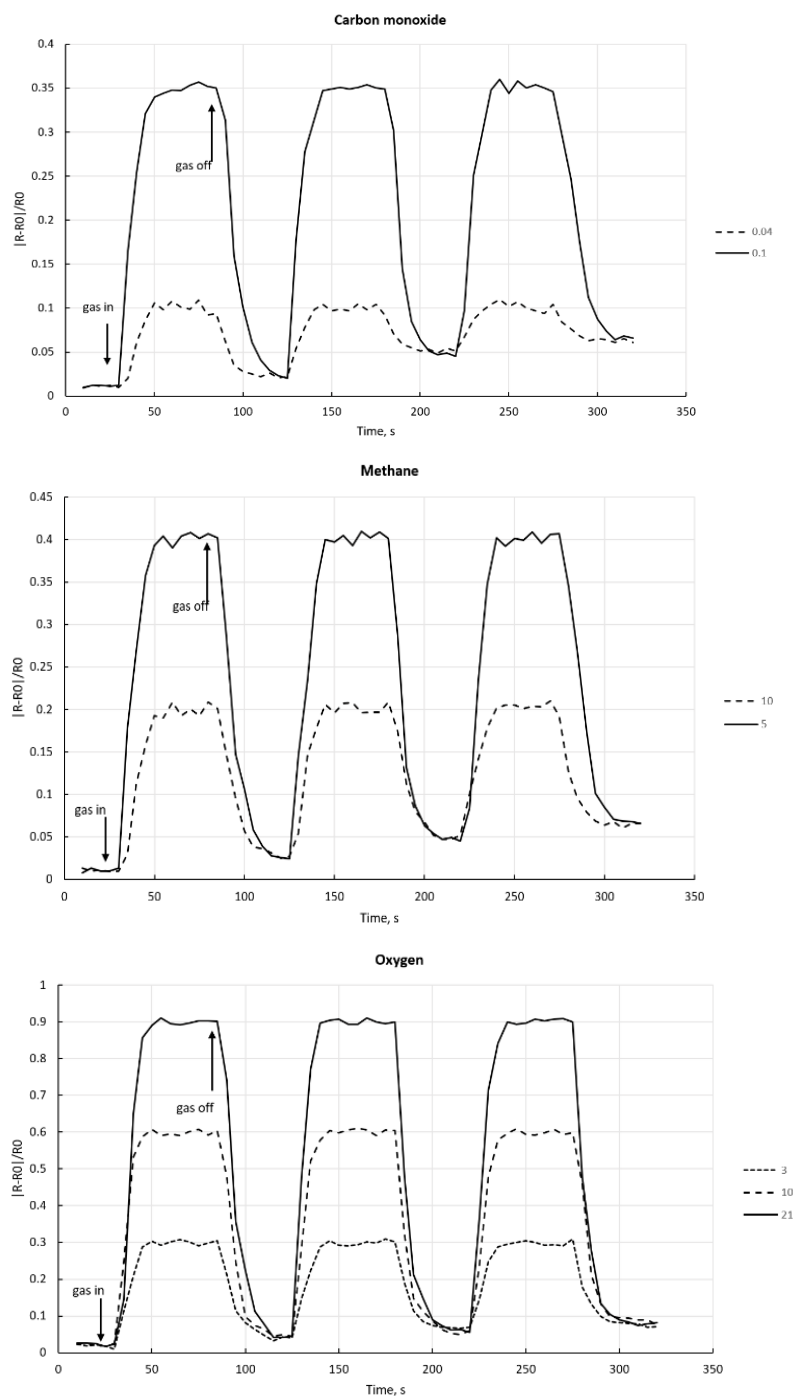


Рис. 2 Зміна опору зразків під впливом газів різних концентрацій а)CO, б)O₂, с)CH₄. На вставках вказані концентрації газів в повітряній атмосфері

ронною провідністю. На графіку представлені модулі відносних змін опору плівок. Абсолютні зміни опору для різних газів мали різні знаки і розрізнялися по полярності. При впливах кисню опір плівок збільшувалася, а при експонуванні в чадному газі і метані опір падав. Це обумовлено різним механізмом дії окислювальних (O₂) і відновлювальних (CO, CH₄) газів на канали провідності плівок. Абсолютні значення реакції також сильно різни-

Для резистивних вимірювань газочутливих плівок були нанесені контактні прямокутні майданчики Au / Ni 5×3 мм² з відстанню між кордонами контактів 2 мм. Опір плівок при кімнатній температурі був в діапазоні 130-150 МОм. Газова чутливість зразків вимірювалася при атмосферному тиску. Для вимірювань S були використані гранично допустимі для здоров'я або безпеки людини концентрації газів в атмосфері: O₂ (3%), CO (0.1%), CH₄ (10%), O₃ (0.1 мг / м³). Робоча температура при вимірі O₂, CO, CH₄, була 500°C. Робочі температури при вимірюванні O₃ були 280 і 330 °C.

На Рис.2 представлені результати вимірювань впливу хімічних активних газів поблизу граничних концентрацій на опір pс-SiC плівок з елект-

лися. Найбільше відхилення опір спостерігалось в умовах дії кисню при атмосферному тиску (21%) ($S = 0,9$), при пороговій концентрації (1,5%) $S = 0,2$. Зменшення відносної зміни опору при дії порогової концентрації (0,1%) чадного газу становило $S = 0,38$ і зменшення відносної зміни опору при дії метану порогової концентрації (10%) становило $S = 0,45$.

У даній роботі ми продемонстрували здатність плівок нанокристалічного SiC з електронним типом провідності детектувати окисні (O_2) та відновлювальні гази (CO , CH_4) з гранично допустимими концентраціями для безпеки людини. Таким чином, на основі nc-SiC плівок можливе виготовлення високотемпературних газових сенсорів для детектування хімічно активних газів в широкому діапазоні концентрації, включаючи гранично допустимі величини.

Перелік посилань

1. A. Lloyd Spetz, A. Baranzahi, P. Tobias and I. Lundström, “High Temperature Sensors Based on Metal–Insulator–Silicon Carbide Devices”, *Physica Status Solidi (a)*, vol. 162, pp. 493-511, 1997.
2. Hunter, P. G. Neudeck, J. Xu, et al., “Development of SiC-based Gas Sensors for Aerospace Applications”, In: *Materials Research Science Proceedings*, p. 815, 2011. doi: 10.1557/PROC-815-J4.4.
3. V. Semenov, V.M. Puzikov, E. P. Golubova, V. N. Baumer and M. V. Dobrotvorskaya, (2009) “Low-temperature Production of Silicon Carbide Films of Different Polytypes”, *Semiconductors*, vol. 43, pp. 685–689, 2009.
4. A.V. Semenov, D.V. Lubov and A.A. Kozlovskiy, “The Chemresistive Properties of SiC Nanocrystalline Films+ With Different Conductivity Type”, *Hindawi Journal of Sensors*, Article ID 7587314, 6 pages, 2020.

Анотація

Проведено дослідження газочутливих властивостей (S) nc-SiC плівок, отриманих оригінальним методом прямого іонного осадження. Продемонстрована здатність плівок нанокристалічного SiC з електронним типом провідності детектувати окисні (O_2) та відновлювальні гази (CO , CH_4) з гранично допустимими концентраціями.

Ключові слова: газочутливі властивості, електроопір, нанокристалічний карбід кремнію, газові сенсори

Abstract

The research of gas-sensitive properties of (S) nc-SiC films obtained by the original method of direct ion deposition is carried out. The ability of nanocrystalline SiC films with electronic conductivity to detect oxidizing (O_2) and reducing gases (CO , CH_4) with maximum permissible concentrations is demonstrated.

Key words: gas-sensitive properties, electrical resistance, nanocrystalline silicon carbide, gas sensors.

ГЕТЕРОШАРИ ІІ-VІ СПОЛУК ДЛЯ НАНОЕЛЕКТРОНІКИ

Сльотов М.М., д. ф.-м. н., професор;

Політанський Л.Ф., д.т.н., професор; Сльотов О.М., к. ф.-м.н.;

Кінзерська О.В., к. ф.-м.н.

Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича,
Чернівці, Україна

Для сучасних електронних приладів важливою проблемою є надання їм нових властивостей. Для цього проводиться як вдосконалення їх конструкцій, так і покращення характеристик і параметрів використовуваних базових напівпровідників. Важливим методом вдосконалення їх властивостей є формування наноструктурованої поверхні [1]. За таких умов істотно змінюються на краще електричні, оптичні, фотоелектричні і люмінесцентні параметри і характеристики виготовлених приладів. Відповідно важливим постає розроблення принципів і опанування методик створення наноструктур та варіації характеру рельєфу поверхні відповідно до особливостей пристроїв різного типу, зокрема, сонячних комірок і різного типу електронних, оптичних та сенсорних систем. Разом з тим, залишаються мало дослідженими властивості світловипромінювачів з наноструктурованою поверхнею.

Важливого значення при виготовленні приладів з наноструктурованою поверхнею набувають ІІ-VІ сполуки [2]. Серед них значна увага приділяється халькогенідам кадмію з електронною провідністю, а саме $CdSe$ и CdS , а також твердих розчинів заміщення $Cd_{1-x}Mn_xTe$. Важливим питанням для розширення можливостей електронного приладобудування є використання гетерошарів ІІ-VІ сполук з нетиповою кристалічною ґраткою. Серед них особлива роль належить гексагональному $\alpha-ZnSe$ [3]. Проведений огляд використовуваних матеріалів обумовлює мету досліджень по отриманню високоефективних джерел випромінювання на основі ІІ-VІ сполук з наноструктурованою поверхнею.

Поверхня вихідних підкладок зазначених матеріалів $CdTe$, $CdSe$, CdS , розчинів $Cd_{1-x}Mn_xTe$ та шарів $\alpha-ZnSe$ характеризується дзеркальністю. Встановлено, що для сульфоселенідів кадмію наноструктурована поверхня отримується відпалом базових підкладок на повітрі. Температурах відпалу становить 550-700 С при тривалості 20 хв. і визначається відповідно до матеріалу [3]. Типовий фрагмент АФМ-топограм утворених поверхневих наноструктур (ПНС) для досліджуваних матеріалів на-

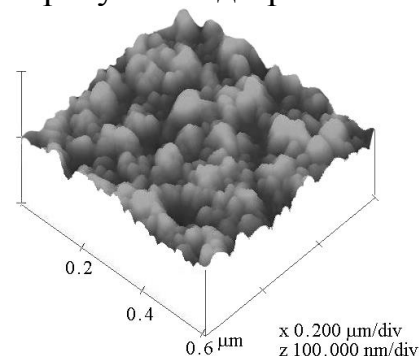


Рис.1 АФМ-топограма гетерошарів

ведено на рис. 1.

α -ZnSe з модифікованою поверхнею

Спостерігається істотна зміна морфології поверхні і утворюються різні за розмірами піраміди, які хаотично рознесені по поверхні. Це обумовлює істотну зміну властивостей матеріалу.

Важливим результатом для практичного використання є формування випромінювання з високою квантовою ефективністю η та з енергією фотонів значно більшою за довгохвильовий край поглинання $\hbar\omega = E_g$, рис.2.

Спектр люмінесценції характеризується двома складовими. Складова,

N_ω , в. о.

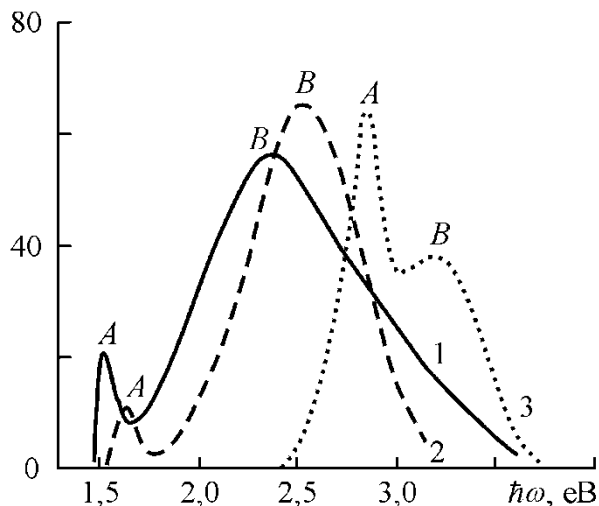


Рис. 2 Спектри фотолюмінесценції кристалів з модифікованою поверхнею:

1 – CdTe, 2 – Cd_{1-x}Mn_xTe, 3 – α -ZnSe.

позначена символом *A*, має максимум в області енергій фотонів $\hbar\omega$ близьких до E_g . Форма цієї смуги добре апроксимується відомим аналітичним виразом, що описує міжзонну випромінювальну рекомбінацію. Це свідчить про істотне зменшення негативного впливу власних точкових дефектів і швидкості поверхневої рекомбінації внаслідок утворення ПНС. Необхідно підкреслити, що у випадку *CdTe* таке випромінювання не спостерігалось до формування наноструктури.

Оптимальні режими формування ПНС обумовлюють утворення високоенергетичної *B*-смуги з $\eta = 15\%$ у короткохвильовій області внаслідок розмірного квантування енергії носіїв заряду. Такий процес апроксимується відомим рівнянням

$$\Delta E = \frac{\pi^2 \hbar^2}{2d^2} \left(\frac{1}{m_n^*} + \frac{1}{m_p^*} \right)$$

де m_n^* , m_p^* – ефективні маси електрона и дірки, d – розмір наноб'єкта. За ним можливо оцінити величини d . Відповідне значення припадає на область латеральних розмірів пірамід 10-50 нм. Їх зміна з малих значень на вершині до значних близько основи обумовлює розмірне квантування енергії носіїв заряду в наноструктурах. Саме це зумовлює спостережувану на досліді розтягнутість максимуму *B*-смуги та її велику півширину. Зменшення розмірів наноструктур зумовлює збільшення енергії фотонів.

Важливим для приладобудування є отримання гетерошарів II-VI сполук з нетиповою кристалічною модифікацією. Класичним прикладом може бути гексагонального типу α -ZnSe з $E_g=2,89$ eV. В них випромінювання з $\eta=20-25\%$ в області $\hbar\omega > E_g$ зумовлена структурною перебудовою поверхні гетерошарів внаслідок хімічної обробки у травнику $H_2SO_4:H_2O_2 = 3:1$ [3].

Структурованість поверхні можливо варіювати зміною часових і температурних режимів. Важливим для практичного використання шарів з наноструктурою є інтенсивне випромінювання в ультрафіолетовій області включаючи $\lambda \approx 0,340$ мкм.

Утворення нанопірамід підтверджується проведеними дослідженнями оптичних процесів поглинання і відбивання, чутливість і точність яких суттєво збільшилися при використанні λ -модуляції. Формування на поверхні наноструктури приводить до зсуву довгохвильового краю поглинання в область менших за E_g енергій фотонів внаслідок процесів розсіяння і багаторазового відбивання опромінення утвореними нанопірамідами 100-300 нм. До того ж, у крайовій області зменшується абсолютна величина оптичного пропускання. Відповідно коефіцієнт поглинання α_ω змінюється на три порядки. Також проявляють себе ефекти розсіяння світла на пірамідах поверхні різних за розмірами d , включаючи $d \leq 0,1-0,2\lambda_0$ при $\lambda_0 = 1,24/E_g$. Подібні ефекти спостерігаються, зокрема, у текстурованих *Si*-фотоелементах, а також у контактах *Au-CdTe* з модифікованою поверхнею [2]. Формування ПНС на досліджуваних матеріалах обумовлює також значне покращення їх фотоелектричних параметрів.

Перелік посилань

1. Заячук Д. М. Нанотехнології і наноструктури: Навч. Посібник. – Львів: Видавництво Лівівська політехніка, 2009. – 570 с.
2. Makhniy V.P., Bodyl G.I, Pavlyuk M.F., Slyotov O.M.. Preparation and Optical Properties of Substrates with Surface Nanostructure // Journal of Nano- and Electronic Physics. – 2017. – Vol.9, N5. – P. 05026-1-05026-5 P.
3. Slyotov M.M, Slyotov O.M.. Preparation and luminescent properties of zinc sulfoselenide thin films // Physics and Chemistry of Solid State. – 2019. –Vol.20, № 4. – P. 354-359.

Анотація

Розглядається методи формування поверхневих наноструктур на кристалах II-VI сполук та гетерошарах нетипової кристалічної модифікації, отримання високоефективного випромінювання і наводяться результати досліджень їх основних люмінесцентних та оптичних властивостей.

Ключові слова: наноструктури, топограми, інтенсивна люмінесценція

Abstract

Methods of forming surface nanostructures on crystals of II-VI compounds and heterolayers of atypical crystalline modification, obtaining highly efficient radiation are considered, and the results of researches of their main luminescent and optical properties are given.

Keywords: nanostructures, topograms, intensive luminescence

СТЕНД ДЛЯ РЕЄСТРАЦІЇ СЕЙСМІЧНИХ ХВИЛЬ

Стешенко В.Д.; Мовчанюк А.В., к.т.н., доц.

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

Для вирішення завдань пов'язаних з виділенням корисної інформації з зашумленого фонового сигналу необхідно мати чітке уявлення про сигнал який є предметом пошуку, або іншими словами необхідно робити достатню кількість досліджень, які дозволять вивчити можливу корисну складову досліджуваного сигналу з максимальною точністю.

Метою даного стенду є збір даних про сейсмічну активність, яка є результатом руху людей чи транспорту на певній відстані від сейсмодатчику або точніше геофону.

Для визначення необхідних компонентів стенду врахуємо особливості розповсюдження сейсмічних коливань.

Сейсмічні хвилі прийнято класифікувати за напрямом коливання часток ґрунту по відношенню до розповсюдження фронту хвилі. Отже можна виділити три основних типи хвиль: повздовжні хвилі, поперечні хвилі, хвиля Релея та хвилі Лява. Цю класифікацію в свою чергу можна розділити на дві групи: перша - хвилі які розповсюджуються з рівномірним, але швидким затуханням в товщі землі (приблизно $1/r$) та друга - до якої можна віднести хвилі Релея та Лява, які розповсюджуються поверхнею на не великих глибинах та не мають такого сильного затухання (приблизно $1/r^{0.5}$). В цілях збільшення радіусу визначення цілі нас цікавлять хвилі другої групи. Також відомо що загальна енергія впливу на земну поверхню яку переносять поперечні та повздовжні хвилі є не більшою ніж 33%, а хвилі Релея 67%. Отже будемо працювати з хвилями Релея. Особливістю даного типу хвилі є еліптична поляризація з переважаючою вертикальною компонентою [1].

Для досліджень сейсмічної активності будемо використовувати електромагнітний геофон GS-ONE від Geospace Technology. Датчик має чутливість 85 В/м/с, резонанс на частоті 10 Гц. Конструктивно датчик являє собою дві котушки намотані в зустрічному напрямку на рухомому пружному каркасі (рисунок 1). [5]

Отриманий сигнал з геофону необхідно підсилити для подальшої обробки, для цього будемо реалізовувати підсилювач на базі інструментального операційного підсилювача від texas instruments INA129.

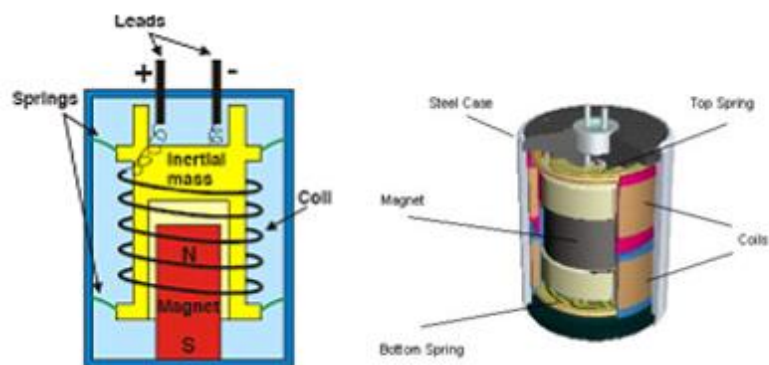


Рисунок 1. Конструкція геофону

Підсилений сигнал будемо реєструвати за допомогою аналого-цифрового перетворювача на базі чіпу звукового контролера CM6206 з USB 2.0 інтерфейсом. Чіп має двоканальний 16-bit АЦП та сумісний з програмним пакетом MATLAB.

Для реєстрації отриманих даних використовується програмний пакет MATLAB. До програмного пакету входить інструмент Analog Input Recorder за допомогою якого можливо легко отримати данні з зовнішніх інтерфейсів з відповідним bitrate та довжиною пакета. Отриманий запис з часовими мітками зручний для подальшого аналізу в середовищі MATLAB.

В результаті отримаємо стенд наступної структури (рисунок 2).

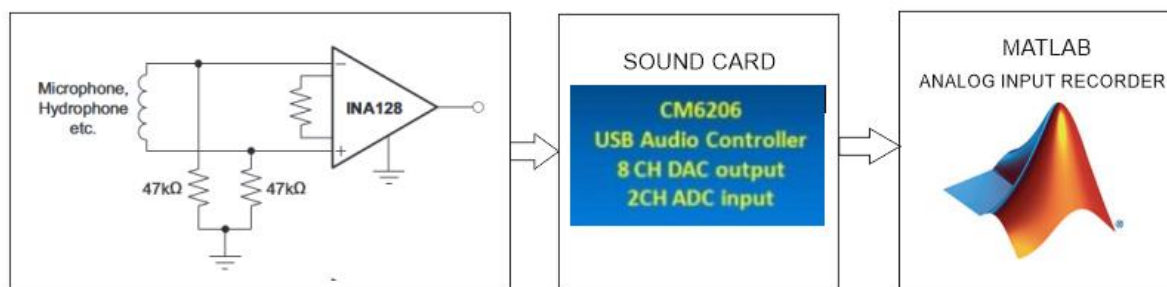


Рисунок 2. Структура стенду

Перші заміри за допомогою стенду дали в цілому позитивний результат.

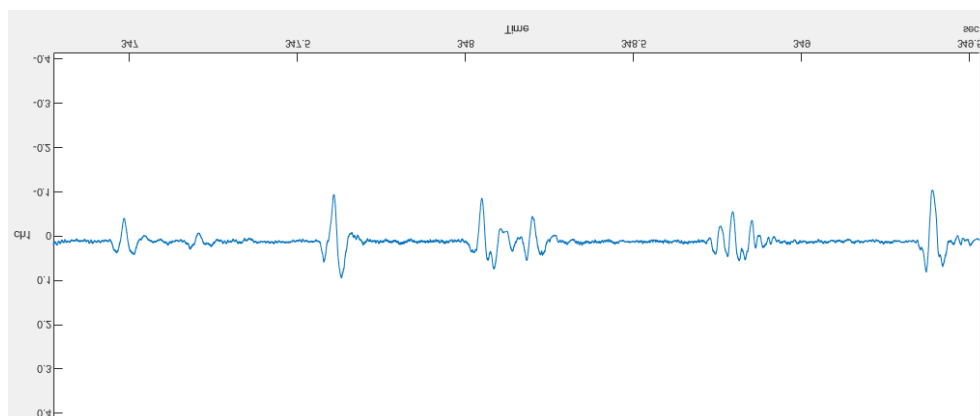


Рисунок 3. Сейсмічна активність зафіксована стендом.

На рисунку 3 можемо бачити сейсмічну активність причиною якої є крок однієї людини на відстані десяти метрів від геофона.

За результатами тестів були зроблені наступні висновки:

Не дивлячись на простоту реалізації стенд дозволяє проводити вимірювання сейсмічної активності в цілях збору даних для подальшого аналізу. Реалізація підсилувача повинна передбачати можливість підстроювання коефіцієнту підсилення для більшої гнучкості умов вимірювання.

Перелік посилань

1. Вистезенко Е.В., Мовчанюк А.В., к.т.н. доцент; Бойко Р. Д. (2018) «сейсмические датчики для задач обнаружения человека» 32-34
2. Gerard E. Sleepe, Mark D. Ladd, Timothy S. McDonald, and Gregory J. Elbring Sandia “Acoustic and seismic modalities for unattended ground sensors” Proc. SPIE 3713, Unattended Ground Sensor Technologies and Applications, (30 July 1999)
3. Пузырев Н.Н. (1992) «Методы сейсмических исследований» УДК: 550.34, ISBN: 5-02-030025-X
4. [Alex A. Kaufman](#), [Dimitry Alekseev](#), [Michael Oristaglio](#) “Principles of Electromagnetic Methods in Surface Geophysics” ISBN: 9780444538307 (June 2014)
5. Sushko I.O., Vistyzenko Ye.V., Movchanyuk A.V., Antypenko R.V., Serha A.V “Geophone Equivalent Circuit for Simulation Tasks in Spice Packages” УДК 621.3.084.2 Visnyk NTUU KPI Serii A – Radiotekhnika Radioaparaturbuduvannia, 2019, Iss.77, pp.53–59

Анотація

Запропоновано метод реалізації експериментального стенду для реєстрації і вимірювання сейсмічних коливань для подальшої обробки отриманих даних. Наведено опис ключових вузлів та аргументацію їх вибору для досягнення оптимальних характеристик стенду з врахуванням вимог задач для яких буде виконуватись збір даних.

Ключові слова: сейсмічні коливання, реєстрація сейсмічної активності, сейсмологія, індуктивні геофони.

Abstract

A method is proposed for the implementation of an experimental stand for recording and measuring seismic vibrations for further processing of the data obtained. The description of the key nodes and the reasoning for their choice to achieve the optimal characteristics of the stand, taking into account the requirements of the tasks for which the data collection will be performed, are given.

Key words: seismic vibrations, registration of seismic activity, seismology, inductive geophones.

ЕЛЕКТРОННИЙ ВИМІРЮВАЧ ВІДСТАНІ

*Цветков В.І., магістрант; Зінгер Я.Л., асистент
КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна*

В наш час швидкого розвитку технологій людство намагається полегшити собі життя у багатьох сферах праці. Наразі велика кількість техніки яка раніше керувалась за допомогою тумблерів, дротяних пультав та інших елементів стає «розумною» за рахунок встановлення мікроконтролерів та бездротових передавачів. Те саме сталося і з вимірювальними рулетками. Вони були замінені на більш сучасні електронні вимірювачі відстані які є зручнішими у використанні.

Електронні вимірювачі відстані можна класифікувати в залежності від чутливого елемента на ультразвукові та лазерні.

Дана робота присвячена саме розробці такого пристрою та дослідженні чутливих елементів. На рис. 1 наведено структурну схему ультразвукового вимірювача відстані.

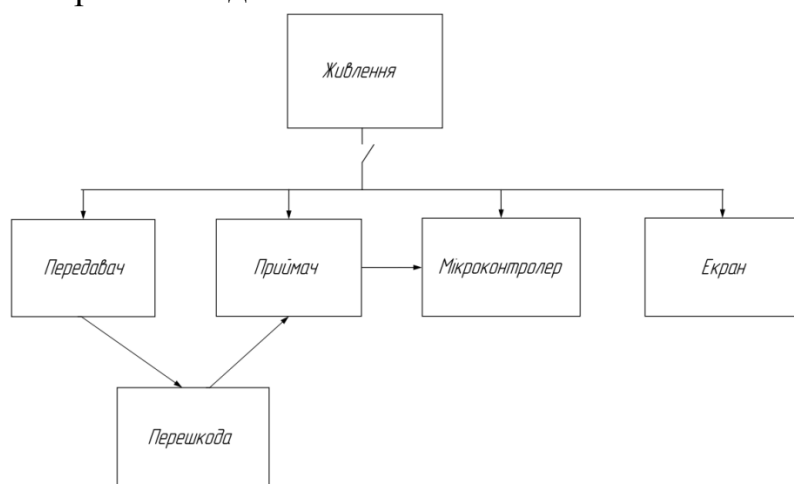


Рисунок 1. Структурна схема пристрою

До всіх елементів приладу підключене живлення 5 В. Алгоритм роботи пристрою: передавач випромінює сигнал, приймач, в свою чергу, приймає відлуння цього сигналу. Знаючи швидкість звуку (340 м/с) та час за який сигнал повернувся до приймача, можна

розрахувати відстань до об'єкта, мікроконтролер оброблює сигнал та відображає дані у зручному вигляді на екрані.

Недолік такого типу вимірювачів в тому, що вони мають не великий діапазон вимірювання (від 0,02 м до 4 м) [1]. Єдиною перевагою ультразвукового вимірювача відстані є його ціна (від 200 грн) та можливість вимірювати відстань до прозорих об'єктів.

Більш сучасними, ефективними та компактними є лазерні вимірювачі відстані, які у порівнянні з ультразвуковими вимірювачами відстані дозволяють швидше і з великою точністю визначати відстані до об'єктів. Основними характеристиками такого типу приладів є: мінімальна (від 3 мм) та максимальна робоча відстань (до 40 км), похибка вимірювання (від 10^{-12} м), тип живлення (від 3 В до 32 В), наявність та тип екрану, додаткові фун-

кції (додавання і віднімання розмірів, обчислення об'єму і т. п.) та вартість (від 500 грн) [2, 3]. Головним недоліком лазерного вимірювача відстані є неможливість вимірювання відстані до прозорих об'єктів.

Принцип роботи лазерного вимірювача відстані майже такий самий, як і в ультразвукового. Відрізняється лише тим, що вимірювання відбувається за допомогою лазерного випромінювача, сигнал з котрого приймається за допомогою детектора випромінювання.

Один з ультразвукових модулів, що досліджуються є датчик HC-SR04 [4]. Отримані дані з даного датчика необхідно відфільтрувати для того, щоб отримати стабільне значення відстані. Для цього вирішено використати медіанний фільтр та фільтр рухоме середнє. Медіанний фільтр на відміну від середнього арифметичного, знаходить «середнє серед середніх», а не серед всіх, тобто відсіває різкі зміни сигналу. Алгоритм роботи фільтра наступний:

- 1) значення сигналу додаються у масив;
- 2) масив сортується за збільшенням або зменшенням значень;
- 3) обирається медіанне значення з даного масиву.

Наступним кроком є обробка сигналу за допомогою інструмента аналізу часових рядів — рухоме середнє. Рухоме середнє — практично те ж середнє арифметичне, але алгоритм набагато простіший — замість масиву одне значення, яке оновлюється з нового значення і коефіцієнта посилення, тобто даний алгоритм має ще й налаштування «різкості» фільтрації. Загальний алгоритм можна описати наступним чином:

$$a = y \cdot k + a_n \cdot (1 - k),$$

де: a — фільтрована величина; y — нова величина для фільтрації; k — коефіцієнт фільтрації (від 0 до 1, чим більша різниця між попереднім та наступним фільтрованим значенням, тим більший коефіцієнт); a_n — попередня фільтрована величина.

Проведено експеримент із трьома модулями HC-SR04. Для зменшення похибки вимірювання вирішено провести по три вимірювання на кожний модуль. Обрано крок вимірювання 10 см. На рис. 2 наведено фото макету.

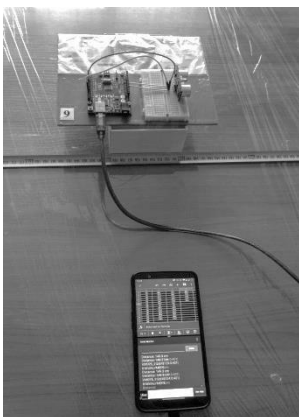


Рисунок 2. Вимірювальний макет

Після всіх вимірювань розраховано абсолютну похибку Δ :

$$\Delta = |x - x_i|,$$

де: x — результат вимірювання; x_i — істинне значення. Розраховано відносну похибку δ :

$$\delta = \frac{\Delta}{x_i} \cdot 100,$$

де: Δ — абсолютна похибка; x_i — істинне значення. За отриманими зна-

ченнями побудовано графік, що зображено на рис. 3.

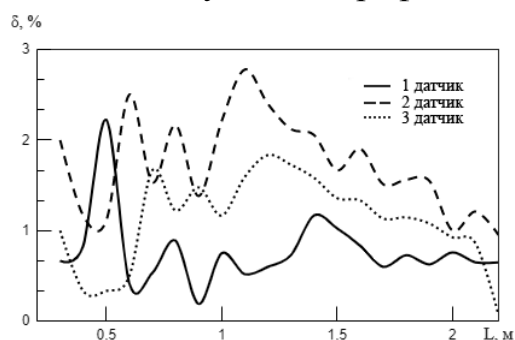


Рисунок 3. Залежність відносної похибки від відстані до перешкоди.

ні даного типу модулю необхідно обов'язково проводити попереднє тестування, перед встановленням в пристрій, проте похибка отримана при експерименті повністю відповідає заявленим параметрам від виробника в Datasheet. В подальшій роботі планується дослідження ІЧ модуля Sharp GP2Y0A21YK0F.

Очікуваний результат був наступним — при збільшенні відстані похибка вимірювання мала збільшуватися. Як видно з рис. 3, очікувані та фактичні результати відрізняються. Середні значення відносних похибок 1, 2 та 3 датчиків дорівнюють 0,76 %, 1,08 % та 1,67 % відповідно.

З одержаних результатів можна зробити висновок, що при використанні

Перелік посилань

1. Use an Arduino to make a range finder that measures distance using ultrasonic technology. [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <https://maker.pro/arduino/tutorial/how-to-make-an-arduino-uno-ultrasonic-range-finder> — Назва з екрану.
2. IDS3010 Ultra precision optical sensor for industry applications [Електронний ресурс]. — Режим доступу : <https://www.wittenstein.de/download/ids3010-nano-precise-measurement-flyer-en.pdf> — Назва з екрану.
3. Solid-state laser rangefinders [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <https://www.jenoptik.com/products/lidar-sensors-technologies/laser-rangefinders/oem-modules-system-integration/elem> — Назва з екрану.
4. Ultrasonic Ranging Module HC - SR04 [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <https://cdn.sparkfun.com/datasheets/Sensors/Proximity/HCSR04.pdf> — Назва з екрану.

Анотація

Розглянуто сучасні тенденції розвитку, основні характеристики, переваги та недоліки основних типів електронних вимірювачів відстані. Проведено дослід з вимірюванням на ультразвуковому модулі HC-SR04.

Ключові слова: вимірювач відстані, ультразвуковий вимірювач, HC-SR04.

Abstract

The article deals with the current development trends, main characteristics, advantages and disadvantages of the main types of electronic distance meters. An experiment with distance measurement was carried out and the errors were calculated.

Keywords: electronic distance meters, ultrasonic rangefinder.

ШЛЯХИ БЕЗКОНТАКТНОЇ ДІАГНОСТИКИ ТА ОБСТЕЖЕННЯ ХВОРИХ

Шайко-Шайковський О.Г.¹, доктор технічних наук, професор;

Білов М. Є.², старший науковий співробітник;

Дудко О. Г.², кандидат медичних наук, доцент;

¹Чернівецький національний університет ім. Ю. Федьковича, Чернівці, Україна

²Буковинський державний медичний університет, Чернівці, Україна

Вступ. Одним із найважливіших етапів процесу лікування хворих, який визначає всю подальшу технологію лікування є діагностика стану людини. Чим більш точним та оперативним, інформативним буде цей етап – тим більше шансів вибору шляхів успішного лікування, а в деяких випадках – рятування постраждалого. В наш час все більш актуальними (а в деяких випадках - необхідними) стають малоінвазивні оперативні втручання та дистанційне, безконтактне обстеження хворого. Сюди, в перш за все, входить вимірювання температури, (як загальної, так і локальної, на окремих ділянках та зонах тіла пацієнта), динаміка її змінення, а також – визначення теплових потоків з окремих ділянок поверхні тіла. Отримана таким чином інформація дозволяє якісно та кількісно оцінювати параметри функціонального стану організму, встановити імовірні порушення та відхилення від нормальних значень багатьох параметрів [1]. Існуючі прилади для теплометрії не завжди задовільняють вимогам точності вимірювань, можливостям та потребам функціональної діагностики.

Матеріали та методи. З цією метою розроблений та створений спеціалізований інформаційно-діагностичний комплекс «Термодин -1М», робота якого використовує метод динамічної теплометрії, безконтактного вимірювання теплового випромінювання. Прилад пройшов багаторівневу модернізацію та вдосконалення, що дозволило зробити його роботу більш точною, дозволило використання в районних відділеннях лікарень медичним персоналом без довготривалої та дорогої підготовки та спеціалізації. Експлуатація таких приладів дозволяє оперативно здійснювати первинну медичну діагностику ще на етапі попереднього огляду постраждалих, визначати шляхи можливого подальшого лікування хворих [2,3].

Вимірювання здійснюються дистанційно за допомогою невеликої головки, розміром менше, ніж пачка цигарок. Режимми роботи приладу: неперервний, при якому відбувається зчитування інформації та занесення її на касету або флешку, або – дискретно. При цьому можливо задавати відстань між точками вимірювання, часові інтервали між вимірюваннями, а також – тривалість самого вимірювання. Всі ці параметри залежать від типу можливого захворювання, ділянки тіла, на якій відбувається дослідження. Три-

валість дослідження та процес його завершення визначаються для зручності проведення маніпуляцій звуковим сигналом, а також дублюються для надійності світловим сигналом, для чого на поверхні головки приладу розташована лампочка, яка запалюється при звуковому сигналі та свідчить про завершення процесу вимірювання. Накопичені в процесі вимірювання дані поступають в процесор та обробляються за допомогою спеціалізованої програми, накопичуються у спеціальному банку даних та порівнюються із вже накопиченою раніше інформацією. Це дає змогу за допомогою спеціальної програми сформулювати імовірний діагноз того чи іншого обстеження. На екрані монітора висвітлюється транспарант із надписом про імовірний діагноз, що дозволяє обрати подальший хід та технологію лікування, або – додаткового обстеження. Необхідність додаткового обстеження фіксується при цьому на екрані монітора червоним кольором (визначається програмно). Якщо імовірність виставленого діагнозу досить імовірна – надпис на екрані висвітлюється жовтим кольором.

Технічні характеристики інформаційно-вимірювального комплексу

Таблиця № 1

| п\п | Параметр | Одиниці вимірювання | Значення |
|-----|---|---------------------|-----------|
| 1 | Приймач ІЧ випромінення, неохолоджуваний, на основі анізотропних термоелементів, добротність не гірше | В/Вт | 0,2 – 0,4 |
| 2 | Ціна поділки цифрової шкали, не гірше | °С | 0,05 |
| 3 | Температура досліджуваного об'єкта | °С | 20 - 42 |
| 4 | Час однієї експозиції | сек | 1 |
| 5 | Час виходу на режим, не більше | хв | 30 |
| 6 | Час неперервної роботи, не менше | год | 8 |
| 7 | Температура оточуючого середовища | °С | 10 - 35 |
| 8 | Відносна вологість повітря при 25°С, не більше | % | 80 |

Розроблена апаратура та методика її використання призначені для інструментального забезпечення методу динамічної теплотрії безконтактним способом з кожної точки на досліджуваному об'єкті та отримання інформації для здійснення первинної діагностики хворих.

Основними перевагами комплексу являються: висока чутливість; мінімально різниця температур: 0,05°С. Це забезпечує можливість об'єкти-

вної оцінки стану функціональних систем організму.

Інформацію, отриману в ході обстеження та записану на флешку можливо передати за допомогою електронної пошти досвідченому лікарю для консультації, запросити поради тощо.

Проводиться постійний моніторинг нових досягнень в галузі мікроелектроніки для підвищення якості комплексу та його ефективності.

Комплекс успішно пройшов медичні та промислові випробування в лікувальних закладах України, Росії: Київському науково - практичному центрі швидкої допомоги та медицини катастроф, інституті педіатрії, акушерства та гінекології АМН України, інституті ендокринології та обміну речовин АМН України, Всесоюзному науковому центрі хірургії (зараз – Російський НЦ) ім. Абрикосова.

Перелік посилань

1. Калугін В.О., Пішак В.П. Динамічна радіаційна теплотерія. Можливості і перспективи.-Чернівці,- Прут. -2009.- 244 с.
2. Комплекс «Термодин» для дистанционного измерения температуры/Труды Междунар симпозиума «Надёжность и качество-2014»,/Зинькин О.И., Белов М.Е., Сапожник В.Н., Билык Г.А., Шайко-Шайковский А.Г. - Пенза, Россия,-2014.- с.113-116.
3. Шайко-Шайковский А.Г., Белов М.Е.,Олексюк И.С. и др./А.Г.Шайко-Шайковский, М.Е.Белов, И.С.Олексюк Аппаратура и методика дистанционного бесконтактного измерения радиационных тепловых потоков// Материалы Междунар. Научн-техн. конф. РТПСАС-2016. –с 200-202.

Анотація

Розглянута розроблена авторами апаратний комплекс та методика його використання для первинної безконтактної діагностики під час обстеження хворих. З цією метою здійснюється вимірювання теплових потоків з різних ділянок тіла пацієнта. Як відомо, при наявності запальних процесів, післяопераційних швах, інфекційних хворобах можливо лише дистанційне безконтактне обстеження. Шляхом аналізу та порівняння теплових потоків з досліджуваних ділянок тіла формуються висновки про ті чи інші відхилення від нормальних умов функціонування організму та робиться прогноз про імовірні причини цих відхилень.

Abstract

A hardware complex developed by the authors and a technique for its use for primary non-contact diagnostics during examination of patients are considered. For this, heat fluxes are measured from different parts of the patient's body. As you know, in the presence of inflammatory processes, postoperative sutures, infectious diseases, only a remote contactless examination is possible. By analyzing and comparing heat fluxes from the studied areas of the body, conclusions are formed about certain deviations from the normal conditions of the body's functioning and a forecast is made about the probable causes of these deviations

ОСОБЛИВОСТІ ФОРМУВАННЯ ШУМОВИХ ПАРАМЕТРІВ МОДУЛЯЦІЙНОГО РАДІОМЕТРА

Яненко О.П. д.т.н., проф.; Перегудов С.М. к.т.н., доц.;

Вірченко Л.А. магістр

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

Однією із основних вимог, що ставляться до радіометричних систем, є забезпечення необхідної чутливості, у багатьох випадках недостатньої для реалізації дослідницьких цілей в фізиці, біології, медицині та інших галузях науки і техніки, яка для шумового сигналу може сягати $1 \cdot 10^{-21} \dots 1 \cdot 10^{-22}$ Вт/Гц.

Водночас, як відомо з основ інформаційно-енергетичної теорії вимірювальних пристроїв [1] поріг чутливості обмежується потужністю термодинамічних флуктуацій (шумів), яка описується формулою Найквіста

$$P_{ш} = 4kT\Delta f, \quad (1)$$

де k — постійна Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К); T — температура навколишнього середовища (зазвичай 293 К); Δf — смуга частот аналізу радіометричного приймача (в межах $10^6 \dots 10^8$ Гц).

Зменшення впливу шумів на результат вимірювання можна досягти двома шляхами. По-перше зменшувати загальний рівень власних шумів радіометричного приймача (фліккер-шуму, дробового, теплового) максимально наближаючись до граничного значення термодинамічних флуктуацій за рахунок конструкторських, технологічних та функціонально-структурних рішень, а по-друге, збільшувати час спостереження і число усереднених окремих відліків n . В останньому випадку сумарна потужність термодинамічних флуктуацій зменшується в n раз [2]

$$P_{\Sigma} = \frac{P_{ш}}{n} = \frac{4kT\Delta f}{n}. \quad (2)$$

Тому дослідження можливих шляхів зменшення рівня шумів та збільшення чутливості модуляційного радіометра є актуальною задачею.

В модуляційному радіометрі значний вплив на шумові характеристики має

вибірковий підсилювач низької частоти модуляції. Розглянемо структурну схему модуляційного радіометра прямого перетворення, наведену на рис.1.

Радіометр має в своєму складі наступні елементи: антену X1, підсилювач приймача A1, комутатор S1, квадратичний детектор U1, вибірковий підсилювач низької частоти модуляції A2, синхронний детектор U2, фільтр нижніх частот Z1. Амплітуда НЧ сигналу, виділеного синхронним детектором U2, пропорційна потужності сигналу на фоні шумів, що приймається антенною X1.

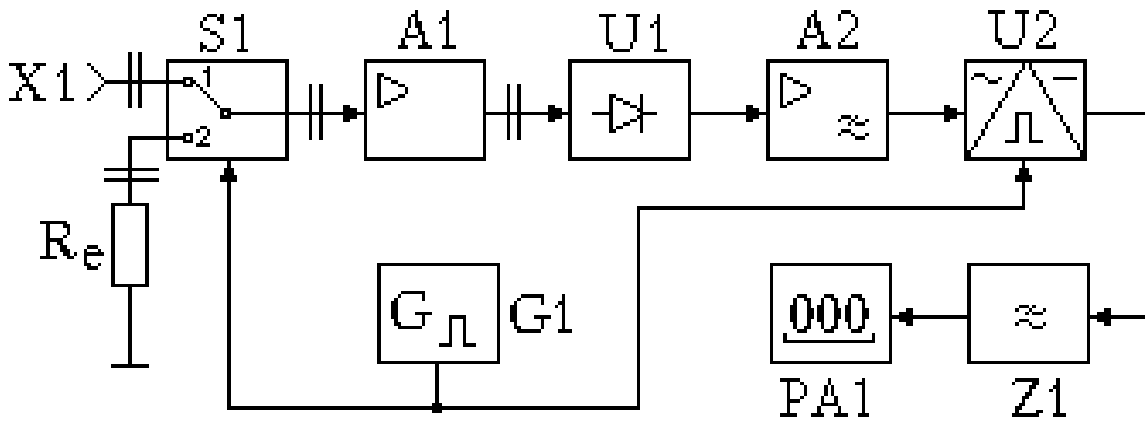


Рисунок 1. Структурна схема радіометра прямого перетворення

Джерелом власних шумів радіометричних вимірювачів є дробові та теплові шуми, з рівномірним розподілом потужності у широкому діапазоні частот (типу “білий шум”), а також низькочастотні шуми, інтенсивність яких змінюється за законом $1/f$ (флікер-шум). Зазвичай частота, на якій інтенсивність флікер-шуму відповідає інтенсивності теплового шуму, розташована у діапазоні сотень герц. Спектральна щільність потужності (СЩПШ) теплового шуму за температури $T = 293$ К визначається значенням $I_T = kT = 4,04 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц.

Водночас флікер-шум в основному виникає в зоні частот від 10^{-4} до 10^2 – 10^3 Гц. Максимальну інтенсивність флікер-шуму можна записати у вигляді [1]

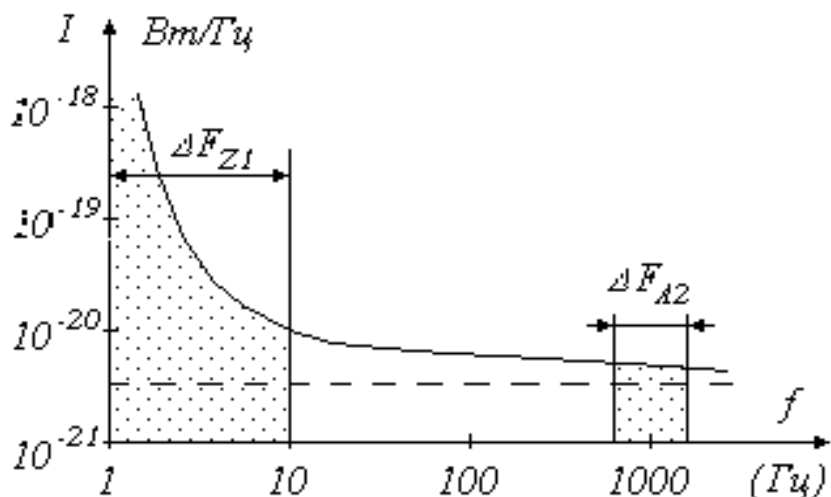
$$I_{\Phi} = I_T \left(1 + \frac{f_0}{f} \right) = kT \left(1 + \frac{f_0}{f} \right), \quad (3)$$

де f_0 — частота, на якій інтенсивність флікер-шуму та теплового співпадають ($f_0 \approx 1$ кГц); f — найнижча частота, що виділяється фільтром $Z1$ (наприклад, 1 Гц).

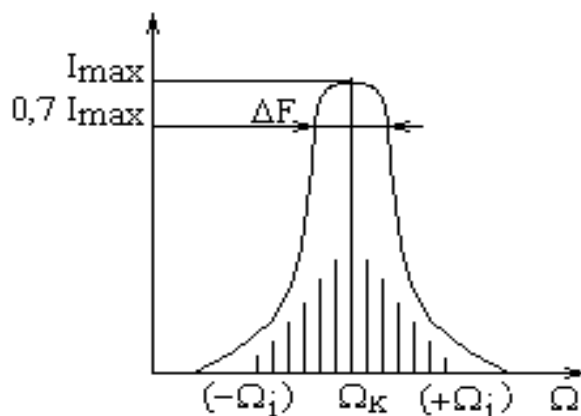
З урахуванням наведених значень частот та СЩП теплового шуму СЩП флікер-шуму на частоті 1 Гц становить $I_{\Phi} \approx 4,04 \cdot 10^{-17}$ Вт/Гц.

На рис. 2а показано розподіл потужності шуму $1/f$ у частотному діапазоні до 1 кГц з урахуванням проведених розрахунків, а також частотний спектр теплового шуму, що проходить на вихід вибіркового підсилювача частоти комутації $A2$.

Як видно із рис.2а, рівень потужності флікер-шуму значно перевищує потужність теплового шуму, що обумовлює його виділення фільтром нижніх частот $Z1$ (зона ΔF_{Z1} від 1 до 10 Гц) у радіометрах компенсаційного та кореляційного типу та зменшенню чутливості пристроїв за рахунок збільшення рівня флуктуацій показника індикатора.



а)



б)

Рисунок 2. Розподіл інтенсивності фліккер-шуму (а) та складових термодинамічних флуктуацій, наближених до частоти комутації (б)

Аналітичний опис спектру сигналу на виході вибіркового підсилювача А2, представлений на рис.2б визначається рівнянням [3]:

$$u_{A2}(t) = a \frac{U_o^2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + a \Delta u_w^2(t), \quad (4)$$

де U_o^2 — амплітуда вхідного сигналу, $\Delta u_w^2(t)$ — напруга шумів, що потрапляють у смугу пропускання селективного фільтра А2, Ω — частота комутації.

Частота комутації та смуга ΔF_{A2} фільтра підсилювача А2 вибираються таким чином, щоб забезпечити значне пригнічення низькочастотних складових фліккер-шуму. Саме останнє надає перевагу та обумовлює більш широке застосування модуляційних радіометрів.

В той же час потужність теплових шумів (друга складова рівняння 4), що

проходять через підсилювач А2 радіометра описується виразом:

$$P_M = I_T' \Delta F_{A2}, \quad (5)$$

де I_T' — середнє значення інтенсивності теплового шуму у смузі фільтра А2.

Варто зауважити, що повністю реалізувати перевагу модуляційної схеми технічно складно, оскільки через фільтр підсилювача А2 частково проходять складові шуму ($\Omega \pm \Delta\Omega_i$), наближені до частоти комутації, які на виході синхронного детектора U2 формують шум низької частоти.

Тому вихідний спектр квадратичного детектора та смугового підсилювача містить як низькочастотні так і більш високочастотні складові.

Зменшення впливу цих складових можна досягнути збільшуючи постійну часу фільтра нижніх частот на виході синхронного детектора, однак при цьому зменшується швидкодія вимірювачів, що не бажано при дослідженні швидкоплинних процесів. Одним із можливих шляхів зниження впливу шумів, наближених до частоти комутації є зменшення смуги пропускання фільтра, що виділяє цю частоту.

Якщо обмежитися тільки впливом теплових шумів (за частоти комутації $> 0,5$ кГц), то за різних смугах фільтра частоти комутації потужність завади буде також різною. Теоретичний виграш у чутливості за діапазону смуг фільтра 10–100 Гц може складати до 10 раз.

Перелік посилань

1. Безруков А.В. Измерение шумов радиоприемных устройств / А.В. Безруков // М.: Изд. Связь, 1971.— 45с.
2. Новицкий Н.В. Основы информационной теории измерительных устройств. / Н.В. Новицкий // Л-д.: Изд. Энергия, 1968.—248с.
3. Куценко В.П. Методы и средства сверх высокочастотной радиометрии / В.П. Куценко, Ю.А. Скрипник, Н.Ф. Трегубов, К.Л. Шевченко, А.Ф. Яненко // Моногр. Вид. ППШ «Наука і освіта» МОН України і НАН України, Донецьк, 2011.—342с.

Анотація

Авторами розглянуті особливості формування шумових параметрів радіометричного приймача та можливості їх покращення за рахунок вибору параметрів відповідних елементів його структурної схеми.

Ключові слова: радіометр, чутливість, шумові характеристики

Abstract

The authors consider the peculiarities of the formation of noise parameters of the radiometric receiver and the possibility of their improvement by choosing the parameters of the corresponding elements of its block diagram.

Key words: radiometer, sensitivity, noise characteristics

АЛФАВІТНИЙ ПОКАЖЧИК АВТОРІВ

| | | | |
|---------------------|---------------|----------------------|---------------------------|
| Ahmad Al Khas | 65, 69 | Гонсьор О. Й. | 93 |
| Bulashenko A. V. | 28, 35 | Готра З. Ю. | 136 |
| Chaiun M. | 32 | Данилець М. О. | 159 |
| Gnatyuk M. | 32 | Демченко С. О. | 162 |
| Hlukhov V. S. | 72 | Дудко О. Г. | 190 |
| Ihsan Cicek | 65, 69 | Єзерський. Н. В. | 96 |
| Kalinichenko Ye. I. | 28 | Жук С. Я. | 87 |
| Kushnir H. S. | 35 | Загорулько І. В. | 99 |
| Malyshko A. | 32 | Зінгер Я. Л. | 187 |
| Morozov V. | 32 | Зіньковський Ю. Ф. | 42, 130, 151, 154, 165 |
| Nguyen Thi Hong Yen | 75 | Івах М. С. | 139, 169 |
| Piltyay S.I. | 28, 35 | Кальватинський О. В. | 123 |
| Vo Duy Phuc | 78 | Касапов Е. В. | 39 |
| Абрамович А. О. | 81 | Кінзерська О. В. | 181 |
| Авдєєнко Г. Л. | 12 | Кремер І. П. | 139 |
| Авсієвич Р. О. | 123 | Критська Т. В. | 142 |
| Адам'як О. А. | 169 | Кубай В. С. | 42 |
| Арсенюк Д. О. | 130 | Кучмій Г. Л. | 169 |
| Артеменко М. Ю. | 133 | Лазебний В. С. | 120 |
| Балахонова Н. О. | 84 | Лисенко О. М. | 126 |
| Барило Г. І. | 136, 139 | Ліпатов В. П. | 39 |
| Барило Н. Г. | 169 | Лісовець С. М. | 172 |
| Биткін С. В. | 142 | Любов Д. В. | 178 |
| Білов М. Є. | 190 | Маленчик Т. В. | 102 |
| Богомолів М. Ф. | 145, 148, 159 | Марков В. І. | 39 |
| Бойко Ю. М. | 49 | Мельник Т. Й. | 46 |
| Бурковський Я. Ю. | 151 | Микитюк З. М., | 139 |
| Верига А. Д. | 24 | Мінькова Я. В. | 111 |
| Вірченко Л. А. | 193 | Мовчанюк А. В. | 52, 96, 184 |
| Вістак М. В. | 24 | Нелін Є. А. | 175 |
| Вісьтак М. В. | 139 | Непочатих Ю. В. | 175 |
| Войтко А. С. | 84 | Неуймін О. С. | 102 |
| Воловик А. Ю. | 15, 18 | Нікітчук А. В. | 21 |
| Гельжинський І. І. | 136 | Орець Є. А. | 145 |
| Герасименко А. О. | 87 | Остапенко Д. А. | 39 |
| Головін В. А. | 90 | Пелешок Є. В. | 105 |
| Головня В. М. | 154, 165 | Перебудов С. М. | 193 |
| Голяка Р. Л. | 136 | Перепеліцин С. О. | 114 |
| Гоненко С. В. | 105 | | |

| | |
|-------------------------|--------|
| Петров Д. О. | 133 |
| Піддубний В. О. | 81 |
| Пілінський В. В. | 120 |
| Політанський Л. Ф. | 181 |
| Політанський Р. Л. | 24 |
| Попсуй В. І. | 175 |
| Прогонов Д. О. | 108 |
| Пятін І. С. | 49 |
| Сафаров О. О. | 111 |
| Семенов О. В. | 178 |
| Середін А. П. | 52 |
| Слюсар В. І. | 114 |
| Слюсар В. І. | 55 |
| Слюсарь І. І. | 55 |
| Сльотов М. М. | 181 |
| Сльотов О. М. | 181 |
| Соколов К. А. | 117 |
| Стешенко В. Д. | 184 |
| Сушко О. Ю. | 46, 58 |
| Тітков Д. В. | 120 |
| Троц А. А. | 148 |
| Трубчанінова К. А. | 61 |
| Фриз С. П. | 123 |
| Ходнєв Т. А. | 126 |
| Цветков В. І. | 187 |
| Циганчук Т. Г. | 58 |
| Шайко-Шайковський О. Г. | 190 |
| Шульга А. В. | 99 |
| Яненко О. П. | 193 |

Для заміток

Підп. до друку _____ р. Формат 60x84 1/16. Комп'ютерна верстка В. М. Головня.
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.