

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

РТПСАС **2022** ***RTPSAS***

XI Міжнародна науково-технічна конференція

РАДІОТЕХНІЧНІ ПРОБЛЕМИ, СИГНАЛИ, АПАРАТИ ТА СИСТЕМИ

Матеріали конференції

22 – 24 листопада 2022

Київ, Україна

International
Scientific and Technical Conference

RADIOENGINEERING PROBLEMS, SIGNALS, DEVICES AND SYSTEMS

Conference Proceeding
November 22 – 24, 2022
Kyiv, Ukraine

Київ — 2022

УДК 621

ISSN 2311-4169

XI Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні проблеми, сигнали, апарати та системи». Київ, 22 – 24 листопада 2022 р.: матеріали конференції — Київ, 2022. — 132 с.

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

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

Програмний комітет конференції

Антипенко Р. В., к.т.н., доц., КПІ ім. Ігоря Сікорського, Україна — голова програмного комітету;
Захарченко О. С., КПІ ім. Ігоря Сікорського, Україна — відповідальний секретар конференції.

Члени програмного комітету

Бондаренко Ю. PhD, Сіетл, США
Бойко Р. інж., Ханчжоу Huawei Telecommunication Communication Co. Ltd., Китай
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 Джіджек Asst. Prof. Dept. of Electrical-Electronics Engineering Istinye University, Стамбул, Туреччина
Зіньковський 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
Манойлов В. П. д.т.н., проф., Житомирський нац. техн. 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
Раїда Збинек проф., Брно, Чеська республіка
Солошенко Н. В. інж. з польових застосувань, Würth Elektronik GmbH&Co. KG, Німеччина
Цвєлих І. С. к.т.н., інженер, 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. — голова організаційного комітету.

Члени організаційного комітету:

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

Розроблення та супроводження сайту конференції: Захарченко О. С.

Адреса оргкомітету: Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», 2100, радіотехнічний факультет, корп. 17, кім. 309, 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 № 14/2022 від 14.11.2022 р.)

UDK 621

ISSN 2311-4169

XI-th International scientific and technical conference «Radioengineering Problems, Signals, Devices and Systems». Kyiv, November, 22 – 24, 2022: conference proceedings — Kyiv: 2022. — 132 p.

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

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

Conference Program Committee:

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

Zakharchenko O. S., Igor Sikorsky KPI, Ukraine — responsible secretary of the conference.

Program Committee Members:

Bondarenko Y. PhD, Seattle, USA

Boyko R. Engineer B, Huawei Technologies/ Hangzhou Huawei Telecommunication Communication 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 (Techn.), 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 (Physics-Math.), prof., Donetsk National University, Ukraine

Kychak V. M. Doc. Of Sci (Techn.), prof., Vinnytsia National Techn. Univ., Ukraine

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

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 Application 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: Zakharchenko O.

Organize Committee address: 2100, radioengineering department. National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Peremogy Ave., 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 № 14/2022 of 14.11.2022).

ЗМІСТ

СЕКЦІЯ 1. РАДІОТЕХНІЧНІ СИСТЕМИ ТА МІКРОХВИЛЬОВА ТЕХНІКА

Abakumov V. Problems arising in the UAV radio channels	8
Абрамович А. О., Піддубний В. О., Васильєв В. О. Підвищення достовірності ідентифікації металевих об'єктів	11
Бендак В. Р., Василенко Д. О. Малошумлячий підсилювач Х-діапазону з PIN діодним захистом	15
Васильєв В.М. Радіолокаційне супроводження літаків з використанням даних ADS-B	18
Гергіль Є. Є.; Сушко О. Ю. Широкошумова смужкова антена з коловою поляризацією для супутникового зв'язку	21
Глушеченко Е. М. Функціонально-конструктивні особливості герметичного поздовжньо-співвісного хвилеводно-мікросмужкового з'єднувача	24
Markov V. I. Alignment and testing of the phased array antennas. Statistical approach	30
Марков В. І. Проведення випробувань складних антенних систем	33
Махно К. М., Романенко Т. В., Саратов Є. М. Маленчик Т. В., Неуймін О. С. Експериментальне дослідження FMCW радара ЕНФ	36
Мельник Т. Й., Сушко О. Ю. Дослідження характеристик лінзи Ротмана КУ-діапазону	39
Pertsov V. M., Vyshnevyyi S. V. Detection of objects on video sequences	43
Соколов К. А., Жук С. Я. Визначення просторових координат рухомого об'єкту з використанням системи пари відеокамер	46
Tykhomyrov M. S., Vyshnevyyi S. V. Detection of moving objects in video sequences using method of inter-frame differences	49
Філобоченко Є.В., Луцкевич В.А., Луцкевич Вол.А., Пільтяй С.І., Булашенко А.В Феритовий хвилевідний вентиль та циркулятор для діапазону частот 2.0-3.0 ГГц	52
Чмельов В. О., Катін П. Ю. Особливості використання широкополосних сигналів ЛЧМ в РЛС з цифровими антенними решітками	55

СЕКЦІЯ 2. ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ

Алексеев М. А., Галайко Д. О., Гриник В. О., Катін П. Ю., Харенко О. С. Архітектура універсальних скриптів UNITY на основі патерну “СТАН”	61
Борисов Г. О., Трапезон К. О. Особливості створення електронних систем розпізнавання мови на основі нейронних мереж	64
Катін П. Ю., Мішин О. В. Моделювання надійності складних розподілених програмних систем у радіоелектронних системах і системах радіоуправління	67
Катін П. Ю., Похиленко О. А., Чмельов В. О. Програмне рішення для збільшення каналів управління широтно-імпульсною модуляцією систем радіокерування	70
Куцак С. В., Корольков Р. Ю. Збір даних на основі відкритих джерел	73
Lavrinenko V. An overview of the 5G NR architecture deployment scenarios	76
Лащевська Н. О., Недзельський О. Ю. Згортовка нейронна мережа для оброблення зображень при впливі VGG втрати та середньоквадратичної помилки	79
Orlov V., Naumov O. Adaptation of compensators of spot interferences on non-specific selection with spectrum analysis appliance	82
Павленко Є. В. Принцип роботи мережі з комутацією пакетів в контексті передачі даних в системах VOIP	85
Петровський А. А., Шпилька О. О. Розпізнавання геознімків за допомогою методів K-NNC та LIGHT GBM	88
Рибас О. М., Шульга А. В. Смарт зарядна станція	91
Світловський Є. В.; Трапезон К. О. Дослідження акустичних сигналів в системах зв'язку з частковим зашумленням	94
Сокольський С. О., Мовчанюк А. В. Електроакустичний тракт детектора МЛА	97
Струков Д. Д., Мирончук О. Ю. Автоматизоване проектування легких літальних апаратів на основі графової граматики	100

СЕКЦІЯ 3. ЕЛЕКТРОНІКА, НАНОТЕХНОЛОГІЇ, БІОМЕДИЧНІ СИСТЕМИ, РАДІОВИМІРЮВАННЯ

Арсенюк Д. О., Зіньковський Ю. Ф. Аналіз сучасних планарних трансформаторів у високочастотних імпульсних системах живлення	104
Головня В. М., Зіньковський Ю. Ф. Метод вимірювання інтенсивності світла для визначення розмірів та концентрації біочастинок	107
Гончарук А. В., Адаменко Ю. Ф. Перевірка працездатності датчиків артеріального тиску у серидовищі comsol multiphysics	110
Лемеха В. О. Особливості вимірювання тиску в системі штучного серця	113
Nikitchuk A. V. The reliable radioelements choosing features in the process of designing REA	116
Попсуй В. І. Датчик тиску і температури на ПАХ	119
Середін А. П., Мовчанюк А. В. Аналіз впливу радіуса обмотки індуктивного елемента на розподіл струму у провіднику. Кільцевий ефект	122
Стешенко В. Д., Мовчанюк А. В. Перспективи застосування неліцензійованих радіодіапазонів в медичній апаратурі	125
Терещенко Д. В., Зіньковський Ю. Ф. Екранування електронних приладів керування промислових електростанцій	128
АЛФАВІТНИЙ ПОКАЖЧИК АВТОРІВ	131

**Секція 1. 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: Оксана Захарченко

PROBLEMS ARISING IN THE UAV RADIO CHANNELS

Abakumov V.

Radio Engineering Faculty, National Technical University of Ukraine

“Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”

Kyiv, Ukraine

The development of robotics is experiencing quite a rise, which is especially noticeable in the field of unmanned aerial vehicles. Every year, drones are becoming more and more technological and can perform a wide range of both civilian and military tasks. But the more technological the drone become, the more attention needs to be paid to the problems that appears in channels of drone control and information transmission.

Video and GPS

One of the main problems faced by drone developers and operators is external interference and the mutual influence of radio channels on each other. One of the most obvious examples is the GPS system and a video channel with a frequency of 1.2-1.3 GHz. Their frequencies are very close to each other, which leads to disruption of both links. That is, the loss of the image or its significant deterioration at a long distance or the loss of the satellite signal, which will not allow determining the location of the drone. Spreading the antennas over a significant distance is not always an option, due to the limited size of the UAV.

One of the obvious solutions may be to spread the antennas in different planes. That is, place the GPS in the upper hemisphere of the drone, and direct the video antenna to the lower one. It is desirable to shield one of them from the side of the plane where the other antenna is located. The drone itself or other modules can act as a shielding. If we talk about shielding the antenna using other means, then it will be more logical to protect the GPS antenna itself, due to its dimensions, because patch antennas are usually used. For this, you can use a metal plate that will protect the antenna from unwanted radiation. But the best option would be a copper horn, where the antenna should be inserted, which will provide shielding even when the UAV tilts. It must be grounded. In this case, the GPS will be protected from civilian jammers and will even be able to work in the range of military EW stations.

Sometimes you can observe an error of several meters when determining the coordinates. This is due to the satellite's atomic clock. Even though this clock is very accurate, its drift is about 8.5 to 17.5 ns per day. And if, in this case, we talk about the distance, then we will get a drift of determining the coordinates of 2.5-5 meters, which is the standard accuracy of GPS.

The most common frequencies of video transmission channels are 2.4 and 5.8 GHz, because a large number of equipment and antennas are manufactured for these frequencies. Each has its advantages and disadvantages. 2.4 GHz has a

longer wavelength, which allows it to bypass more obstacles than 5.8 GHz, and allows it to fly at a longer range. But in 5.8, a wider frequency band is available to us, as well as less traffic in this range, as a result of which there are fewer obstacles to the link operation. Plus, due to signal re-reflection, quadcopters, when used for flights in high-rise buildings, can fly higher than with 2.4 GHz transmitters, which can be used for search operations in collapsed buildings, or military intelligence.

UAV control

868 MHz and 915 MHz frequencies are standard for controlling drones. At these frequencies, there are almost no problems, although there are several nuances that must be taken into account. First, the control channel operates at frequencies close to GSM 900, so if the equipment allows you to shift the frequency, it is recommended to do so.

Secondly, there is a problem of harmonics of "neighboring" signals. Here, the solution can be simple and effective, namely the use of filters to remove interference. In this case, we reduce the grid of frequencies available for operation, but we will get higher immunity and more stable module operation. If possible, it's worth installing a backup 433 MHz communication channel.

Digital vs. Analog

Digital and analog signals have their pros and cons. If, for example, we take a video transmission channel, then when using a digital signal, we will get a higher speed of information transmission and processing, better image quality. The higher transfer speed is both a major plus and a major disadvantage. The downside is that, in military applications, when intercepting and decoding a signal, the enemy can obtain a fairly significant amount of data in a short period of time. As a result, this data can corrupt the operation, which can cause it to fail. In fact, because of this, the US Army banned the use of Chinese DJI drones because they were vulnerable to radio reconnaissance.

But the main problem is the operation of electronic warfare equipment, which is a significant obstacle to the work of aerial reconnaissance units. For this, you can have a backup analog channel that will allow you to continue the flight and develop a signal processing algorithm that will allow you to decode the signal, even with a high level of interference.

Of course, a specially designed signal processing algorithm for each channel can solve all the problems listed above, but it is too expensive, due to the amount of time and resources required for this.

Conclusions

Unfortunately, there are no tools and means that will help solve most of the problems without worsening other UAV characteristics. The solution to each of the listed problems must be approached taking into account the tasks for which the drone is being purchased or developed, because each possible solution can

significantly reduce the technical characteristics of the UAV, which will make its use impossible.

References

1. Chapter 13: Data Links Functions, Attributes and Latency / R. K. Nichols, H.C. Mumm, W.D. Lonstein та ін.] // Unmanned Aircraft Systems in the Cyber Domain / R. K. Nichols, H.C. Mumm, W.D. Lonstein та ін.]. – Manhattan, Kansas: New Prairie Press, 2019.
2. 1-2ghz fpv guide [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://oscarliang.com/1-2ghz-fpv-guide/>.
3. GNSS Interference in Unmanned Aerial Systems [Електронний ресурс] / Wim De Wilde, Gert Cuypers, Jean-Marie Sleewaegen та ін.] – Режим доступу до ресурсу: https://www.septentrio.com/sites/default/files/gnss_interference_in_unmanned_aerial_systems_final.pdf.
4. Duthoit S. UAV-Based In Situ Antenna Characterization: Analysis and Design Requirements / Simon Duthoit. – 2018.
5. 2.4 GHz VS 5.8 GHz? Which is Better? [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://forum.dji.com/thread-131752-1-1.html>.

ПІДВИЩЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ІДЕНТИФІКАЦІЇ МЕТАЛЕВИХ ОБ'ЄКТІВ

Абрамович А. О., к.т.н.; Піддубний В. О., к.т.н., доцент;

Васильєв В. О., магістрант

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

м. Київ, Україна

Задача визначення складу металевих об'єктів без їх фізичного пошкодження є доволі актуальною для різних галузей господарства. Для цього можна використати радіотехнічну систему (РС) побудовану на вихрострумовому принципі аналізу металу, з якого виготовлено досліджуваний об'єкт [1]. В основі роботи системи лежить явище збудження вихрових струмів на поверхні досліджуваного металевого об'єкту контролю (ОК), які виникають при опроміненні його зовнішнім електромагнітним полем, реєстрація сигналу відгуку та його аналіз за встановленими інформаційними параметрами. Сигнал відгуку створюється вторинним електромагнітним полем, яке приймається антеною системою, оброблюється електронним блоком і передається на індикаторний пристрій, за показаннями якого ідентифікують метал.

Метою роботи є підвищення достовірності ідентифікації матеріалу металевого ОК шляхом застосування байєсівського підходу до обробки інформації отриманої РС при одночасному використанні методів спектральних площин та графічно-цифрових образів.

Дослідження проводилися на макеті РС, який описаний в [1] та складається з приймально-передавальної системи, яка працює на частоті 6,6 кГц і випромінює електромагнітне поле, при взаємодії якого з ОК виникає відгук, який в різниці фаз між опромінюваним та прийнятим антеною сигналами несе інформацію про метал, та мікроконтролерного блоку обробки сигналу, що за вибором оператора використовує метод спектральних площин чи графічно-цифрових образів. Підвищити ймовірність ідентифікації металу можна шляхом послідовного використання обох методів та подальшою обробкою отриманих результатів байєсівськими методами обробки випадкових величин [2]. Такий шлях зображений на рис. 1 [3].

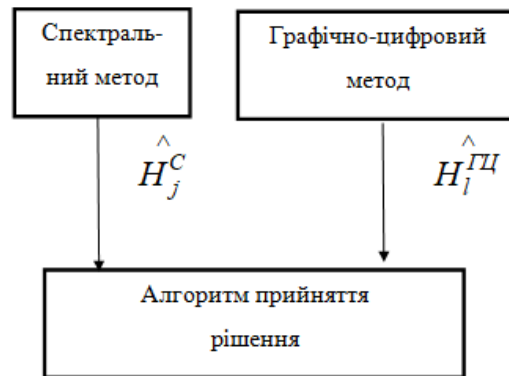


Рисунок 1. Шлях підвищення ймовірності ідентифікації матеріалу металевого об'єкту контролю

Розглянемо можливість використання методу Байєса. Нехай нам задані гіпотези $H_i, i = \overline{1, N}$ щодо можливих типів металів, з яких виконані ОК. Тоді при спектральному методі може бути прийняте одне з рішень $H_j^C, j = \overline{1, N}$ а при методі графічно-цифрових образів – одне з $H_l^{ГЦ}, l = \overline{1, N}$. На основі експериментально отриманих рішень H_j^C та $H_l^{ГЦ}$ маємо апостеріорні ймовірності гіпотез $P(H_i / H_j^C, H_l^{ГЦ}), i = \overline{1, N}$ і за критерієм максимуму апостеріорної ймовірності, приймаємо остаточне рішення щодо типу металу, з якого виготовлено ОК.

$$\hat{H}_m = \arg \max_i P(H_i / H_j^C, H_l^{ГЦ}) \quad (1)$$

В табл. 1 наведено експериментально отримані значення ймовірності достовірної ідентифікації для спектрального та графічно-цифрового для чотирьох металів (сталь, мідь, свинець та дюралюміній) при співвідношенні сигналу відгуку до паразитних сигналів в системі (С/Ш) 20 дБ.

Таблиця 1

Гіпотеза H_i	Подія $H_l^C / H_l^{ГЦ}$			
	Сталь	Мідь	Свинець	Дюралюміній
Сталь	0,92/0,91	0,03/0,02	0,02/0,04	0,03/0,03
Мідь	0,01/0,03	0,95/0,92	0,02/0,03	0,02/0,02
Свинець	0,03/0,02	0,04/0,0	0,91/0,93	0,02/0,02
Дюралюміній	0,01/0,03	0,02/0,02	Свинець	0,93/0,92

А в табл. 2 наведені апостеріорні ймовірності $P(H_j^C / H_i)$ та $P(H_j^{ГЦ} / H_i)$

Таблиця 2

Події H_j^C та $H_l^{ГЦ}$	Подія $H_l^C / H_l^{ГЦ}$			
	H_1 Сталь	H_2 Мідь	H_3 Свинець	H_4 Дюралюміній
$H_1^C, H_1^{ГЦ}$	0,95/0,92	0,01/0,03	0,03/0,02	0,01/0,03
$H_2^C, H_2^{ГЦ}$	0,03/0,02	0,91/0,93	0,04/0,03	0,02/0,03
$H_3^C, H_3^{ГЦ}$	0,02/0,04	0,02/0,03	0,92/0,91	0,04/0,03
$H_4^C, H_4^{ГЦ}$	0,03/0,03	0,02/0,02	0,02/0,02	0,93/0,93

Прийняття остаточного рішення відбувається за максимумом апріорних ймовірностей рішень, які є апостеріорними ймовірностями для методу спектральних площин та умовних ймовірностей графічно-цифрового методу.

Апостеріорні ймовірності при поєднанні методів $P(H_i / H_j^C, H_l^{ГЦ})$ отримані з використанням виразу (1) складають 0,999 – для сталі, 0,997 – для міді, 0,997 – для свинцю та 0,998 – для дюралюмінію.

Використання теореми Байеса, яка дозволяє визначити ймовірність події за умови, що сталася інша статистично незалежна з нею подія, дозволяє за попередніми оцінками підвищити ймовірність ідентифікації металу при почерговому використанні обох методів близько 20...25%. Першим для ідентифікації використовувався метод спектральних площин а другим – графічно-цифровий.

Встановлено, що при співвідношенні сигнал/шум більше 30 дБ обидва методи мають однакову ефективність, при його зменшенні спектральний метод починає працювати гірше, а графічно-цифровий зберігає свою ефективність до значень С/Ш 10 дБ.

Таким чином, можна сказати, що поєднання результатів ідентифікації металу, з якого виготовлено ОК, отриманих методами спектральних площин та графічно-цифрових образів, при обробці їх методом Байеса зможуть підвищити ймовірність ідентифікації в порівнянні з окремим використанням одного чи іншого методу. Однак над отриманими результатами потрібна подальша робота з метою більш чіткого розуміння методів обробки сигналу відгуку та розробка алгоритму такої обробки.

Перелік посилань

1. Abramovych A. O. Radio engineering system identification of metals on the basis of eddy-current converters / A. O. Abramovych, Y. S. Agalidi, V. O. Piddubnyi // Scientific Bulletin of Zaporizhzhya National Technical University, Radioelektronika, Informatics, Management. — Zaporizhzhia. — 2020. — №1. — P. 7—17. DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2020-1-1>.
2. Карташов М. В. Імовірність, процеси, статистика: Посібник. / М. В. Карташов. — К. : Видавничополіграфічний центр «Київський університет», 2008. — 494 с. https://probability.knu.ua/userfiles/kmv/VPS_Pv.pdf.
3. Піддубний В. О., Абрамович А. О. Підвищення ймовірності ідентифікації металу вихрострумовою радіотехнічною системою / Шляхи розвитку науки в сучасних кризових умовах: тези І міжн. наук.-практичної інтернет-конф., 28-29 травня 2020 р. — Дніпро, 2020. — Т.2. — С. 202—205. <http://www.wayscience.com/konferentsiya-1-28-29-travnnya-2020/>.

Анотація

Розглянуті питання підвищення достовірності ідентифікації матеріалу металевих об'єктів шляхом обробки ймовірнісними методами (теорема Байєса) сигналу відгуку вихрострумової радіотехнічної системи. Розглянуто особливості обробки сигналу відгуку.

Ключові слова: вихрострумний принцип, теорема Байєса.

Abstract

Considered issues of increasing the reliability of material identification of metal objects by probabilistic processing (Bayes theorem) of the response signal of the eddy current radio engineering system. Features of response signal processing are considered.

Keywords: vortex principle, Bayes theorem.

МАЛОШУМЛЯЧИЙ ПІДСИЛЮВАЧ Х-ДІАПАЗОНУ З PIN ДІОДНИМ ЗАХИСТОМ

Бендак В. Р., Василенко Д. О.

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

Потужність GaN транзисторів в діапазоні Х досягає 300 Вт, що дозволяє легко будувати підсилювачі із вихідною потужністю 500-600 Вт. Для зменшення втрат підсумовування потужності доцільно робити хвилевідним суматором, а отже і весь тракт побудований на хвилеводі. При роботі передавача і приймача на одну антену розв'язка, як правило, здійснюється циркулятором. Типове значення розв'язки через циркулятор складає 20 дБ. А отже, МШП, що розміщується на вході потребує додаткового захисту. В даному дослідженні захист МШП зроблено за допомогою pin-діода. До вибору компонентів висувалися наступні вимоги: коефіцієнт шуму МШП <1 дБ, затухання яке вноситься діодом у відкритому стані >20дБ, втрати у закритому стані <0.4дБ, максимальна комутуюча потужність >5 Вт. За результатами дослідження приймач містить хвилевідно мікросмужковий перехід (ХМП), р-і-п діод MADP-011027-14150Т та монолітна інтегральна схема МШП CMD319C3. В закритому стані обраний діод має втрати 0.3 дБ, коефіцієнт шуму мікросхеми МШП 0.92 дБ.

Детальному дослідженню підлягав кожен блок. В роботі представлено лише деякі результати. Велика увага була присвячена вибору матеріалу, потрібно було знайти компроміс між втратами у ХМП, впливом на параметри компонентів та жорсткістю матеріалу. Відомо що RO5880 це матеріал з надзвичайно низькими втратами, достатньо м'який, а при товщині 254 мкм дуже гнучкий відповідно має низьку жорсткість. Матеріал RO4350 має дещо більші втрати, але має більшу жорсткість. Тому стояв вибір між 254 мкм та 508 мкм матеріалу RO4350. Приклад тестової плати товщиною 254 мкм для дослідження коефіцієнту шуму зображено на рис.1.

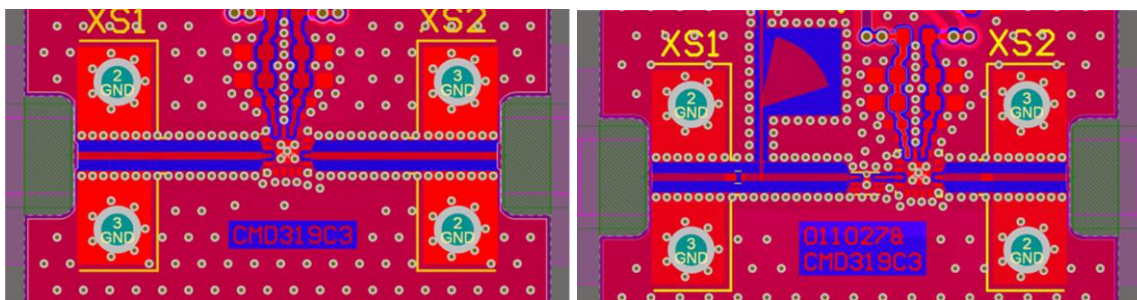


Рисунок 1. Топологія тестової плати МШП без р-і-п діоду (зліва) та з р-і-п діодом (справа)

Дослідження проводилося з врахуванням втрат в роз'ємі та мікросму-

жковій лінії з сторони входу. Результати експериментального дослідження представлені на рис. 2.

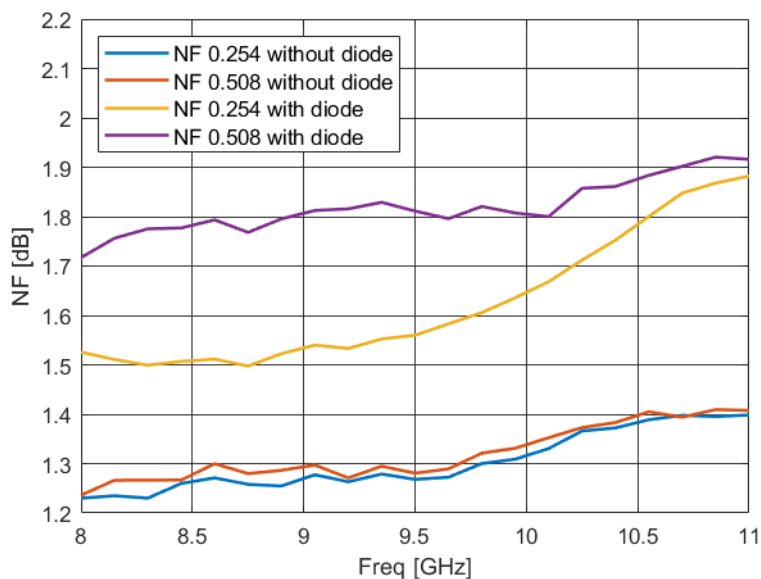


Рисунок 2. Топологія тестової плати МШП без р-і-п діоду (зліва) та з р-і-п діодом (справа)

Як видно з отриманих результатів товщина підкладки на коефіцієнт шуму МШП практично не впливає, але в поєднанні з діодом результати відрізняються, різниця доходить до 0.3 дБ. Тобто параметри діоду сильно залежать від товщини підкладки, а саме від ширини мікросмужкової лінії із характеристичним опором 50 Ом на вході рп-діода. Коефіцієнт шуму готового

МШП в робочій смузі 9–10 ГГц коливається від 1.4 до 1.45 дБ, середній коефіцієнт підсилення 21 дБ рис. 3.

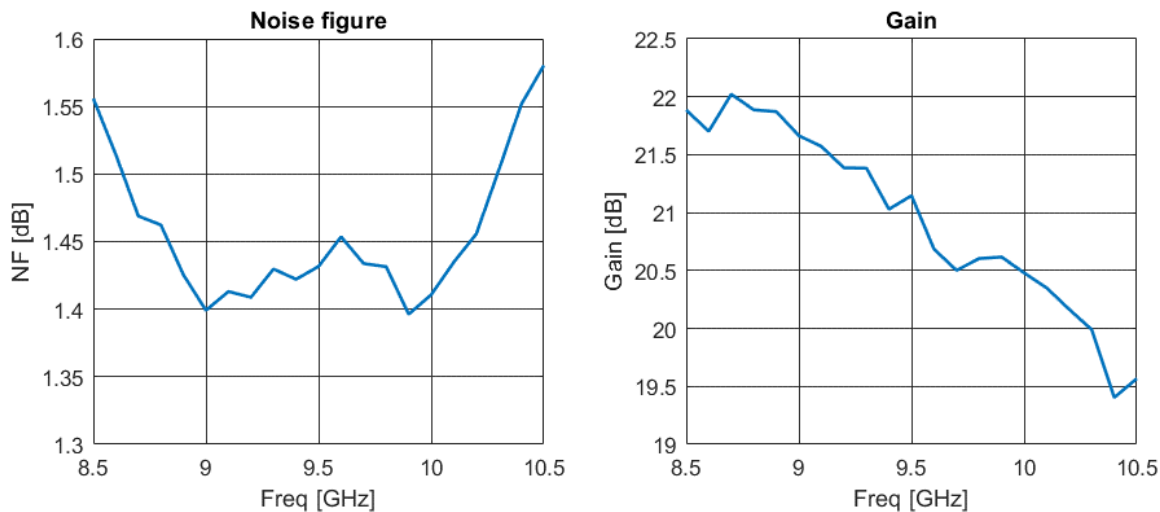


Рисунок 3. Характеристики коефіцієнту шуму та підсилення від частоти

Зовнішній вигляд розробленого МШП зображено на рис. 4. Дослідження різних типів переходів показало що використання переходу “bow-tie” [1] забезпечує низький коефіцієнт відбиття в широкій смузі. Отримане значення втрат для даного переходу 0.2 дБ при використанні матеріалу RO4350 254мкм. Коефіцієнт відбиття розробленого МШП не гірше -14 дБ в робочій смузі рис. 4.

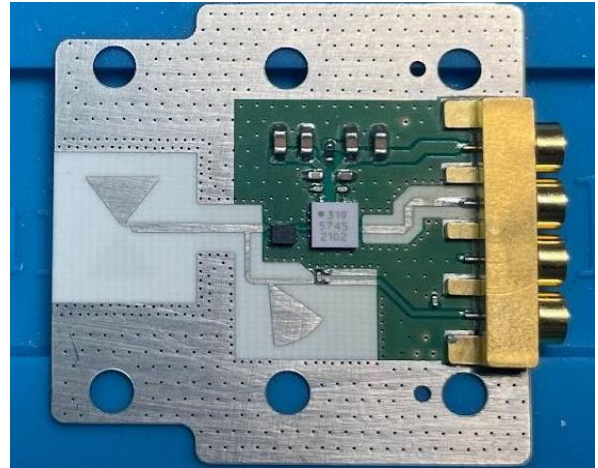
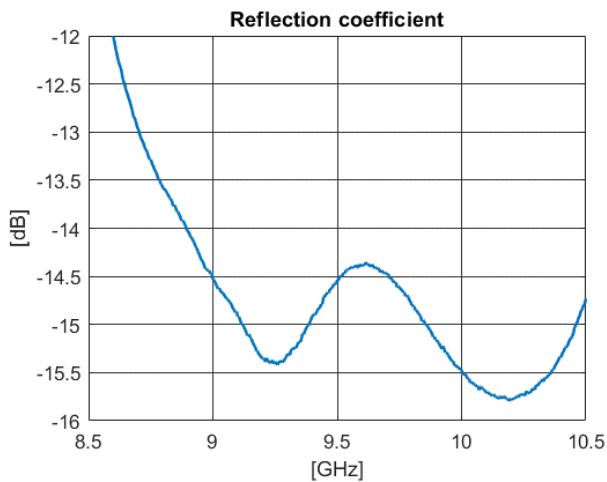


Рисунок 4. Вхідний коефіцієнт відбиття (зліва), зовнішній вигляд плати МШП (справа)

Висновок: В дослідженні встановлено, що використання матеріалу RO4350B для побудови МШП із хвилевідним входом на основі інтегральної мікросхеми із захистом у вигляді рін-діода дозволяє досягти коефіцієнт шуму не гірше 1.45 дБ і коефіцієнт підсилення не менше 20 дБ в діапазоні частот 9-10 ГГц.

Перелік посилань

1. Ruei-Ying Fang, Chun-Long Wang Miniaturized Microstrip-to-Waveguide Transition Using Capacitance-Compensated Broadside-Coupled Microstrip Line // IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing technology, vol. 3, no. 9, september 2013. С. 1588—1596.

Анотація

В роботі представлено результати розробки малошумлячого підсилювача (МШП) Х-діапазону із рін-діодним захистом з використанням виключно монолітних інтегральних мікросхем. МШП має хвилевідний вхід WR-90 і SMPM вихід і забезпечує коефіцієнт шуму не гірше 1.45 дБ і коефіцієнт підсилення не менше 20 дБ в діапазоні частот 9-10 ГГц.

Ключові слова: МШП, коефіцієнт шуму, монолітні інтегральні схеми.

Abstract

The abstracts The paper presents the results of the development of an X-band low-noise amplifier (LNA) with pin-diode protection using exclusively monolithic integrated circuits. The LNA has a WR-90 waveguide input and an SMPM output and provides a noise factor of no worse than 1.45 dB and a gain factor of no less than 20 dB in the frequency range of 9-10 GHz.

Keywords: LNA, noise factor, MMIC.

РАДІОЛОКАЦІЙНЕ СУПРОВОДЖЕННЯ ЛІТАКІВ З ВИКОРИСТАННЯМ ДАНИХ ADS-B

Васильєв В.М., д.т.н., проф.

Кафедра радіотехнічних систем, радіотехнічний факультет,
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
м. Київ, Україна

В алгоритмах оцінки і прогнозування параметрів траєкторій польоту повітряних суден (ПС) за даними радіолокаційного спостереження, які використовуються в автоматизованих системах керування повітряним рухом (АС КПр), передбачається наявність їх адаптації для збереження стійкості супроводження літаків при їх маневруванні.

З метою підвищення точності оцінки траєкторій польоту ПС і поліпшення якості контролю повітряного руху розглянемо алгоритм виявлення маневру літака з використанням інформації, що може надаватися системою автоматичного залежного спостереження (ADS) із використанням розширеного сквіттера ES ADS-B [1], що включає зокрема координати наступної точки маршруту, а також швидкість польоту. Ця інформація дозволяє визначити очікувану зміну курсу польоту $\varphi = K_2 - K_1$, де K_1 – поточний курс; K_2 – новий. Також можна розрахувати місце (час t_p) початку повороту $L = R \operatorname{tg}(\varphi/2)$ – лінійне попередження розвороту (ЛПР) за умови, що літак змінює курс з постійною швидкістю V по дузі радіусу $R = V^2 / (g \operatorname{tg}\gamma_3)$, де γ_3 – заданий кут крену; g – прискорення вільного падіння (див. рис.1).

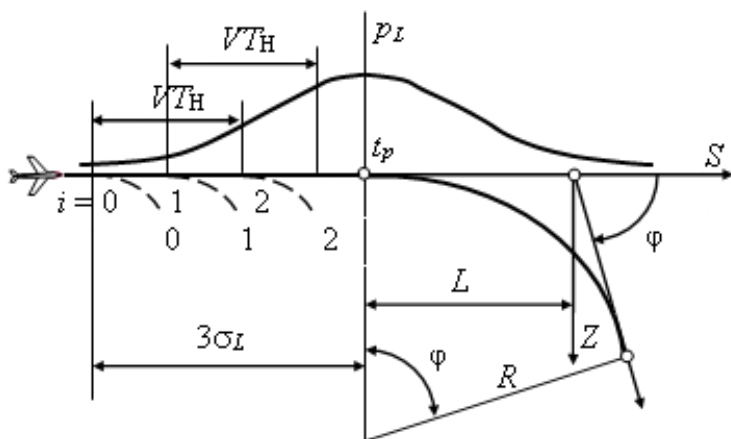


Рисунок 1. Визначення початку повороту

Бічне відхилення літака при зміні курсу ($t = 0$ – початок повороту):

$$z(t) = R(1 - \cos(Vt/R)), \quad (1)$$

Через навігаційні похибки момент початку повороту на борту літака визначається з помилкою. В АС КПр контроль положення ПС і відповідно контроль досягнення ЛПР проводиться з похибками

алгоритму згладжування радіолокаційних вимірів. Таким чином, зміна курсу може статися в будь-який момент на деякому інтервалі часу T_m , що відповідає невизначеності ЛПР. Зазначені похибки можна представити як

випадкову величину з нормальним законом розподілу і дисперсією σ_L^2 , яка визначається характеристиками бортового навігаційного комплексу і точністю алгоритму згладжування. Це дозволяє визначити інтервал найбільш вірогідного початку маневру, що дорівнює $\pm 3\sigma_L$.

При зміні курсу збільшується бічне відхилення $z(t)$ (1), яке можна виміряти за допомогою радіолокатора з похибкою n_z :

$$x(t) = \lambda z(t) + n_z, \quad (2)$$

де λ – параметр, який приймає значення 1, якщо дійсно має місце поворот (гіпотеза $\lambda = 1$), або 0, якщо повороту немає (гіпотеза $\lambda = 0$).

Задача виявлення маневру може бути вирішена в рамках теорії статистичних рішень із застосуванням критеріїв, що аналізують відношення функції правдоподібності [2]:

$$\Lambda = \frac{p(x|\lambda=1)}{p(x|\lambda=0)} > h, \quad (3)$$

де $p(x|\lambda=1)$ – умовна щільність ймовірності, коли має місце поворот; $p(x|\lambda=0)$ – коли повороту немає; h – поріг виявлення.

Апріорні дані, надані вище, дозволяють подати задачу виявлення маневру як задачу виявлення детермінованого сигналу $z(t)$ на тлі випадкової завади типу «білий шум» n_z (2) при відомій щільності ймовірності p_L появи «корисного» сигналу (1). У цьому випадку відношення правдоподібності (3) для дискретної вибірки приймає вид [2]:

$$\sum_{i=0}^k x(i)z(i) > \frac{\sigma_z^2}{2} \left[\ln h + \left(\sum_{i=0}^k z^2(i) \right) / \sigma_z^2 \right], \quad \text{або } C > H, \quad (4)$$

де k – число вибірок; σ_z^2 – дисперсія похибки вимірювання.

Для алгоритму супроводження важливо визначити не тільки факт наявності повороту, але і момент його початку. Тому пропонується ковзна процедура для фіксованого інтервалу часу спостереження ("вікна" перевірки) $T_n = kT$, де T – період огляду радіолокатора (на рисунку $k = 2$). Для фіксованого "вікна" r сума лівій частини нерівності (4) записується як

$$C_r = \sum_{i=0}^k x(n+r+i)z(i), \quad r = 0, 1, 2, \dots, \quad (5)$$

де n – номер останнього вимірювання, після якого "увімкнувся" детектор.

Прагнучи врахувати всю наявну апріорну інформацію приймемо в якості критерію оцінки мінімум ймовірності загальної помилки виявлення $\min Q = p_0\alpha + p_1\beta$, де p_1, p_0 – ймовірність появи і відсутності повороту

відповідно ($p_1 + p_0 = 1$); α і β – умовні ймовірності хибної тривоги і пропуску відповідно. Це відповідає максимуму апостеріорної ймовірності [2] (критерій Колмогорова-Зигерта), при цьому $h = p_0 / p_1$, а H у (4) для "вікна" r дорівнює

$$H_r = \frac{\sigma_z^2}{2} \left[\ln \frac{p_{0r}}{p_{1r}} + q \right], \quad \text{де} \quad q = \left(\sum_{i=0}^k z^2(i) \right) / \sigma_z^2. \quad (6)$$

При реалізації алгоритму слід припустити, що до зміни курсу літак міг летіти з відхиленням. В цьому випадку сигнал локатора (2) можна записати

$$x(t) = \lambda z(t) + \hat{z}_r + n_{z\phi} + n_z, \quad (7)$$

де \hat{z}_r – оцінка бічного відхилення; $n_{z\phi}$ – похибка алгоритму оцінки.

Позначимо у (7) $x'(t) = x(t) - \hat{z}_r$; $n'_z = n_{z\phi} + n_z$. При такій постановці формули для детектора маневру (5), (6) залишаються, необхідно тільки замінити σ_z^2 на $\sigma_{z'}^2 = \sigma_z^2 + \sigma_{z\phi}^2$, а $x(t)$ на $x'(t)$.

Число вибірок k в "вікні" перевірки можна визначити по так званій характеристиці виявлення $Q = Q(q)$. Задаючись допустимим значенням ймовірності загальної помилки $Q_{\text{доп}}$, визначається $q_{\text{доп}}$, а звідси знаходиться потужність сигналу $E_{\text{доп}} = \sigma_{z'}^2 q_{\text{доп}}$. Оскільки $E_{\text{доп}} = \sum_{i=0}^{k_{\text{доп}}} z^2(i)$, то можна визначити

необхідну кількість вибірок $k_{\text{доп}}$, що гарантує задану ймовірність помилки.

Особливістю запропонованого алгоритму є врахування інформації ADS-B, похибок радіолокаційного спостереження і бортових навігаційних систем.

Перелік посилань

1. ICAO Doc 9871. Technical Provisions for Mode S Services and Extended Squitter. Edition 2, 2012. – 352 с.
2. Горбань І.І. Теорія ймовірностей і математична статистика для наукових працівників та інженерів / І.І. Горбань. – Київ, 2003. – 244 с.

Анотація

Запропоновано алгоритм виявлення зміни курсу літака при радіолокаційному стеженні з використанням даних автоматичного залежного спостереження.

Ключові слова: літак, траєкторія, радіолокація, автоматичне залежне спостереження, виявник маневрів

Abstract

The aircraft maneuvering detection algorithm using automatic dependent surveillance data for radar tracking is proposed.

Keywords: aircraft, trajectory, radar, automatic dependent surveillance, maneuver detector.

ШИРОКОСМУГОВА СМУЖКОВА АНТЕНА З КОЛОВОЮ ПОЛЯРИЗАЦІЄЮ ДЛЯ СУПУТНИКОВОГО ЗВ'ЯЗКУ

Гергіль Є. Є.; Сушко О. Ю., PhD

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

Сучасна радіотехніка висуває все більш вимогливі критерії для антен. Серед цих вимог, ультраширока смуга робочих частот, низькі втрати, низькі рівні кросполяризації, технологічність виготовлення, можливість масштабування для подальшого виробництва, та низька вартість. Часто оптимальним рішенням, що найповніше задовільняє вказані критерії є смужкові антени. Одним із основних недоліків смужкових антен є їх робоча смуга частот, яка складає кілька відсотків, що не задовільняє сучасні потреби. Проте, використання багатошарових смужкових антен, дозволяє розширити робочу смугу таких антен і привести у відповідність із портебами сучасних телекомунікаційних систем [1]. Проте такі антени часто мають значні втрати (за рахунок втрат в діелектрику), і мають конструктивні складнощі [2] у виготовленні (багатошарові друковані плати є складнішими у виготовленні та набір товщин діелектриків є строго обмеженим, що ускладнює оптимізацію конструкцій).

В даній роботі пропонується конструкція антени, яка вирішує вищеперераховані недоліки. Дана антена розрахована на роботу в діапазоні супутникового зв'язку 10.7-12.75 ГГц (узгодження не гірше -15 дБ) і має колову поляризацію, яка досягається за рахунок особливостей живлення цієї антени.

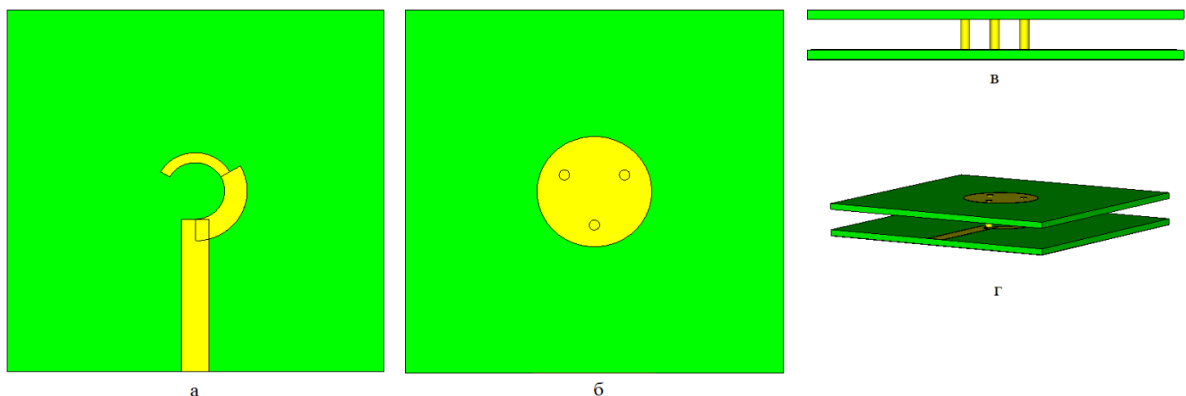


Рисунок 1. Конструкція мікросмужкової антени; а – нижня друкована плата (вигляд зверху); б – верхня друкована плата (вигляд зверху); в – вигляд з боку; г – 3D модель мікросмужкової антени

Головними перевагами є те, що антена складається з двох окремих двошарових друкованих плат, з'єднаних жорсткими провідниками, за рахунок використання повітряного зазору замість діелектрика зменшуються втра-

ти у антені, досягається ширша смуга робочих частот [3], та є можливість варіювання повітряного зазору при моделюванні антени, що робить дану конструкцію більш придатною для оптимізації.

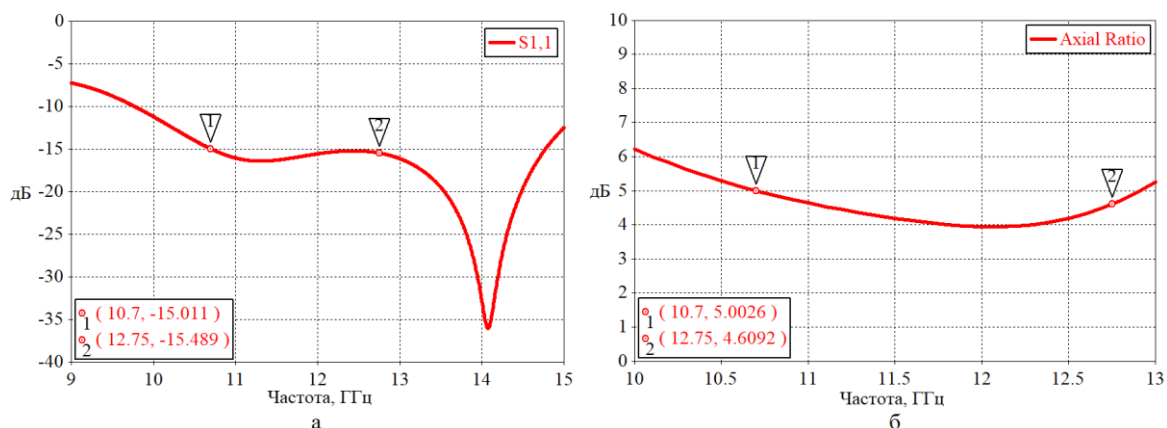


Рисунок 2. Досягнуті характеристики смужкової антени; а - частотна залежність коефіцієнту відбиття S_{11} ; б - частотна залежність коефіцієнту еліптичності

Із рис. 2а видно, що данна антена узгоджена по рівню -15 дБ в широкій смузі частот від 10.7 до 14.7 ГГц. Для забезпечення надійності каналу зв'язку для телекомунікаційних систем (в тому числі Starlink [4]) використовується колова поляризація. Тому в даній роботі окремою вимогою крім узгодження є також забезпечення колової поляризації в широкому діапазоні кутів.

Даний коефіцієнт еліптичності досягнуто за допомогою оптимізації структури і має місце для кутів діаграми спрямованості від -40 до +40 градусів.

Оскільки при виготовленні даної антени дотримання відповідного повітряного зазору є найменш точним параметром, проведено дослідження його впливу на узгодження антени.

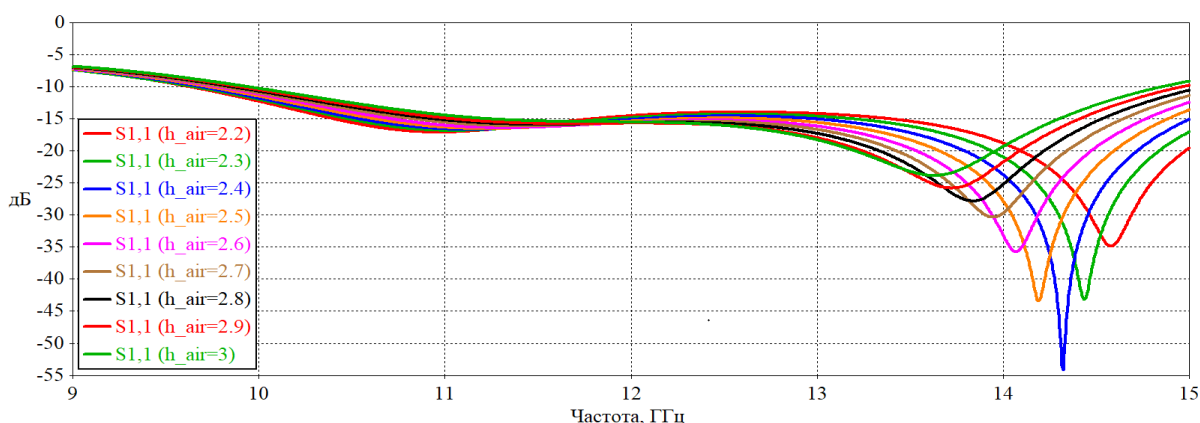


Рисунок 3. Сімейство частотних залежностей коефіцієнту відбиття S_{11} для різних товщин повітряного зазору

З рисунку 3 видно, що коефіцієнт відбиття слабо залежить від товщини повітряного зазору, що в свою чергу зменшує вимоги до виготовлення антени.

Висновки

В даній роботі виконано електродинамічне моделювання та оптимізація антени для супутникового зв'язку. Перевагами даної антени є малі втрати, а саме 0.3 дБ (втрати на відбиття від входу та діелектричні втрати) та простота виготовлення. В результаті смуга робочих частот склала 10.7 — 12.75 ГГц, та коефіцієнт еліптичності не більше 5 дБ в межах кутів -40...+40°.

Перелік посилань

1. Гергіль Є. Є., Сушко О. Ю., Моделювання широкосмугових смужкових антен Ku-діапазону для супутникового зв'язку.
2. Y. Jia, Y. Liu, and S. Gong, "Slot-coupled broadband patch antenna," *Electron. Lett.*, vol. 51, no. 6, pp. 445-447, 2015.
3. Gildas P. Gauthier, Alan Courtaq, and Gabriel M. Rebeiz, MICROSTRIP ANTENNAS ON SYNTHESIZED LOW DIELECTRIC-CONSTANT SUBSTRATES; IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 45, NO. 8, AUGUST 1997
4. Elham Baladi, Min Yin Xu, Nicolas Faria, Jeff Nicholls and Sean V. Hum, Dual-Band Circularly Polarized Fully Reconfigurable Reflectarray Antenna for Satellite Applications in the Ku Band, DOI 10.1109/TAP.2021.3090577, IEEE

Анотація

В даній статті проведено електродинамічне моделювання та оптимізація багатопарової смужкової антени з коловою поляризацією, для діапазону частот 10.7 – 12.75 ГГц (узгодження краще за -15 дБ по параметру S11 спостерігається в смузі від 10.7 до 14.7 ГГц). Отриманий коефіцієнт еліптичності не більше 5 дБ в робочій смузі частот в діапазоні кутів -40...+40°.

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

Abstract

In this paper, the electrodynamic simulation and optimization of a multilayer strip antenna with circular polarization for the chat range of 10.7 - 12.75 GHz (matching better than -15 dB on the parameter S11 is observed in the band from 10.7 to 14.7 GHz). The obtained ellipticity factor is not more than 5 dB in the operating frequency band in the range of angles -40...+40°.

Keywords: strip antenna, wide operating frequency band, Ku-band.

ФУНКЦІОНАЛЬНО-КОНСТРУКТИВНІ ОСОБЛИВОСТІ ГЕРМЕТИЧНОГО ПОЗДОВЖНЬО-СПІВВІСНОГО ХВИЛЕВОДНО- МІКРОСМУЖКОГО З'ЄДНУВАЧА

Глушеченко Е.М.

ПрАТ «НВП «Сатурн»

03148, г. Київ, проспект Леся Курбаса, 2-Б

тел. (044) 407-92-18, E-mail: gen-nto@ukr.net

Вступ

Герметичний поздовжньо-співвісний хвильоводно-мікросмушковий з'єднувач (ГПСХМЗ) – це типовий з'єднувальний НВЧ пристрій комбінованого типу, у якого однією контактною структурою є хвильоводний фланець, а другою контактною структурою служить центральний струмопровідний провідник коаксіалу з діаметром для безпосереднього підключення до мікросмушкової лінії (МСЛ) функціонального НВЧ пристрою у інтегральному виконанні. Тобто ГПСХМЗ служить перетворювачем основного типу H_{10} електромагнітної хвилі (ЕМХ) регулярного хвильоводу в хвилю трансверсально-електромагнітного (ТЕМ) типу коаксіальної лінії. При цьому узгодження (коефіцієнт стоячої хвилі за напругою – КСХН) та мінімальні втрати є основними електричними параметрами таких з'єднувачів.

Сутність

Слід зазначити, що метою створення НВЧ з'єднувача будь-якого типу, і ГПСХМЗ в тому числі, є реалізація у максимально широкій смузі частот максимально можливого узгодження (КСХН) з мінімальними втратами. Щоб такий ГПСХМЗ реалізувати, необхідно попередньо сформулювати основні вимоги для його функціонування. А для цього процеси функціональних перетворень у ПСХМЗ найзручніше розглянути на відомій конкретній конструкції співвісного хвильоводно-коаксіального з'єднувача, поздовжній розріз якого наведено на рис. 1.

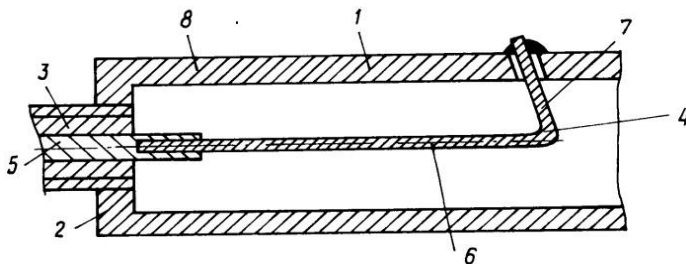


Рисунок 1. Співвісний хвильоводно-коаксіальний з'єднувач

Співвісний хвильоводно-коаксіальний з'єднувач [1] містить відрізок 1 прямокутного хвильоводу, який закорочений торцевою стінкою 2. Через отвір у геометричному центрі торцевої стінки до хвильоводу підключений відрізок 3 коаксіальної лінії. Перетворювальна система 4 Г-подібної фор-

ми, розміщена в порожнині хвилеводу, є продовженням центрального струмопровідного провідника 5 відрізка 3 коаксіальної лінії і складається з аксіальної 6 і зондової 7 частин. При цьому зондова частина закріплена в широкій стінці 8 відрізка 1 хвилеводу.

Аксіальна частина 6 перетворюючої системи 4 з боку зондової частини 7 не зафіксована в площині, яка проходить через поздовжню вісь хвилеводу і паралельна його вузьким стінкам. Аксіальна 6 частина перетворюючої системи має довжину більше чверті довжини TEM хвилі в коаксіалі, а її вхідний (хвильовий) опір має реактивну складову індуктивного характеру. При цьому зондова частина 7 перетворюючої системи при її відхиленні від згаданої вище поздовжньої площини створює реактивність ємнісного характеру. Зміна положення (кута відхилення) зондової частини 7 Г-подібної перетворюючої системи 4 від поздовжньо-вісьової площини викликає зміну розташування її аксіальної частини 6, що створює можливість регулювання (компенсації) фазового зсуву, що вноситься таким з'єднувачем у хвилеводний тракт.

Розглянутий варіант з'єднувача має досить просту конструкцію, що забезпечує їй прийнятні основні електричні параметри. Однак у такому з'єднувачі досягнення необхідних НВЧ параметрів потребує індивідуального налаштування, пов'язаного зі складністю їх відтворення.

Необхідність дотримання точної довжини Г-подібної перетворюючої системи та якості її кріплення до широкої стінки хвилеводу, співвідношення між довжинами її аксіальної та зондової частин, кута між ними та їх орієнтація щодо поздовжньо-вісьової площини хвилеводу – всі ці недоліки розглянутого з'єднувача дозволяють бачити в ньому тільки аналог (прототип) для реалізацій нових з'єднувачів комбінованого типу, наприклад, [2], який відрізняється тим, що його перетворююча (узгоджуюча) система, до якої підключений центральний провідник відрізка коаксіальної лінії, виконана у вигляді ребристо-сходинкової конструкції, розташованої в поздовжньо-вісьовій площині хвилеводу.

При створенні нових серійно-придатних поздовжньо-співвісних хвилеводно-коаксіальних або хвилеводно-мікросмушкових з'єднувачів із заданими НВЧ параметрами обов'язково слід враховувати наступне – конструкція повинна реалізовуватися на основі низькоомного хвилеводу та мати не менше двох конструктивних елементів, які у хвильовому опорі з'єднувача дозволяють коригувати реактивну компоненту як індуктивного, так і ємнісного характеру.

Зазначеним вимогам відповідає низькоомний [3] Н-подібний хвилевід, який містить два ребра, що являють собою узгоджуючий та коригуючий елементи з'єднувача. Ці два конструктивні елементи розміщуються вертикально один над одним у поздовжньо-вісьовій площині хвилеводу та існують для забезпечення перетворення EMX типу H_{10} хвилеводу на квазі-хвилю TEM типу коаксіалу та для коригування параметрів з'єднувача. Са-

ме в зоні вертикальної щілини між їх торцями знаходиться перпендикулярно орієнтований до них максимум вектора E напруженості електромагнітного поля.

Всі розглянуті вище вимоги та особливості вдалося реалізувати у конструкціях поздовжньо-співісних з'єднувачів – хвилеводно-коаксіального [4] та герметичного хвилеводно-мікросмушкового [5]. Але після проведення порівняльного аналізу запропонованих технічних рішень стає очевидним, що конструктивно ці з'єднувачі майже ідентичні. Хвилеводно-коаксіальний пристрій [4], у якого відрізок коаксіального кабелю замінений серійним НВЧ компонентом – зображеною на рис. 2 герметичною коаксіальною вставкою, фактично є прототипом хвилеводно-мікросмушкового пристрою [5]. Поздовжньо-вісьовий розріз цього ПСХМЗ наведено на рис. 2.а, а на рис. 2.б - вигляд з'єднувача з боку відкритого торця хвилеводу.

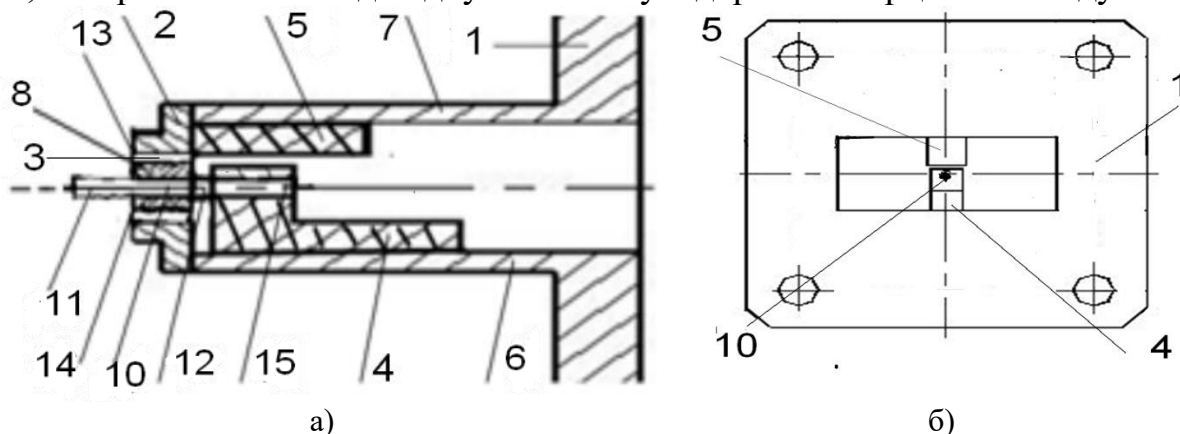


Рисунок 2. Поздовжньо-вісьовий розріз герметичного хвилеводно-мікросмушкового з'єднувача

Зображений на рис.3 герметичний ПСХМЗ містить, за аналогією з розглянутим вище співвісьним з'єднувачем-прототипом, відрізок 1 прямокутного Н-подібного хвилеводу, який закорочений торцевою стінкою 2. При цьому перетворення основного H_{10} типу ЕМХ регулярного хвилеводу у ТЕМ-хвилюкоаксіальної лінії з хвильовим опором (імпедансом) $Z_0 = 50$ Ом забезпечує індуктивно-ємнісна система елементів, розташованих та орієнтованих, як очевидно з рис.3.б, у поздовжньо-вісьовій площині хвилеводу.

Ця індуктивно-ємнісна перетворююча система містить герметичну коаксіальну вставку 3, яка замінила відрізок коаксіальної лінії з'єднувача-прототипу, а також узгоджуючу структуру 4, яка є аналогом аксіальної частини з'єднувача-прототипу, і коригуючу структуру 5, що замінила зондову частину з'єднувача-прототипу.

Узгоджуюча структура 4 реалізована у формі ребристо-ступінчастої структури і розміщена на деякій відстані від закорочуючої стінки 2. Нижня поверхня узгоджуючої структури 4 нерозривно з'єднана з широкою нижньою стінкою 6 хвилеводу, а у стінці верхньої сходинки узгоджуючої структури 4 співвісно з геометричним центром у закорочуючій стінці 2 ви-

конано отвір 15 для нерозривного з'єднання з коаксіальною вставкою 3.

Узгоджуючий елемент 4 функціонально аналогічний аксіальній частині співвісного з'єднувача-прототипу і, відповідно, вносить у хвильовий опір перетворюючої системи реактивну складову індуктивного характеру. При цьому він об'єднаний з герметичною коаксіальною вставкою 3 за допомогою вільного кінця 12 центрального струмопровідного провідника 10 цієї коаксіальної вставки 3, який закріплений в отворі 15, виконаний у стінці верхньої частини узгоджуючого елемента 4 співвісно з геометричним центром закорочуючої торцевої стінки 2.

У якості аналогу зондової частини співвісного з'єднувача-прототипу виконаний коригуючий елемент 5, який має вигляд паралелепіпеда, розміщеного симетрично у поздовжньо-вісьовій площині відрізка 1 хвилеводу і рівновіддаленого від його вузьких бічних стінок. І (за аналогією із зондовою частиною співвісного з'єднувача-прототипу) у хвильовий опір перетворюючої системи він вносить реактивну складову ємнісного характеру.

Коригуючий елемент 5 орієнтований перпендикулярно як до торцевої закорочуючої стінки, так і до широкої верхньої стінки 7 хвилеводу. Торець коригуючого елемента 5, звернений до закорочуючої стінки 2, нерозривно з'єднаний з торцевою стінкою 2, а його верхня поверхня нерозривно з'єднана з широкою верхньою стінкою 7 хвилеводу. При цьому нижня поверхня коригуючого елемента 5 знаходиться на деякій відстані від верхньої поверхні ребристо-ступінчатої структури узгоджуючого елемента 4, утворюючи при цьому (як це видно з рис. 3) щілину між ребрами Н-подібного хвилеводу, в якій має місце максимум напруженості електромагнітного поля.

Герметична вставка 3, поздовжньо-вісьовий розріз якої зображено на рис. 3, має хвильовий опір та функціональне призначення відрізка коаксіальної лінії з'єднувача-прототипу.

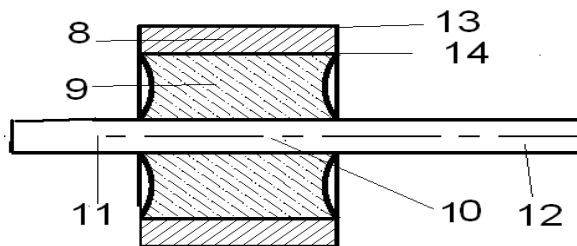


Рисунок 3. Герметична коаксіальна вставка

При цьому герметична вставка містить металевий корпус 8, об'єднаний металоскляним спаєм з ізолюючою втулкою 9, у яку співвісно через її геометричний центр впаєний центральний струмопровідний провідник 10 коаксіальної вставки 3.

Один вільний кінець 11 центрального струмопровідного провідника 10 коаксіальної вставки 3 забезпечує або підключення до МСЛ функціональних пристроїв АФТ, або функціонує як струмопровідний елемент коаксіального з'єднувача типу МЗРГ. Тому діаметр провідника 10 заздалегідь ви-

значається шириною регулярної МСЛ або конструкцією МЗРГ.

Товщина ребристо-ступінчатої структури узгоджую чого елемента 4 повинна бути більше діаметра отвору 15, виконаного в ній, і тому безпосередньо визначається величиною діаметра центрального провідника 10 використуваної коаксіальної вставки 3. Саме параметри ребристо-ступінчатої структури узгоджуючого елемента 4 і коригуючого елемента 5 перетворюючої системи визначають рівень узгодження імпедансів відрізків хвилеводу та коаксіальної лінії поздовжньо-співвісного з'єднувача. При цьому габаритні розміри (довжини) узгоджуючого та коригуючого елементів ГПСХМЗ можна надавати лише у значеннях λ_c - довжини ЕМХ на центральній частоті робочої смуги частот конкретного пристрою, оскільки розміри цих елементів з'єднувача можуть змінюватися у залежності від конкретної частоти.

Перетворення імпедансів від високоомного регулярного хвилеводу до низькоомної коаксіальної лінії здійснюється завдяки запропонованій оригінальній конструкції поздовжньо-співвісного з'єднувача. При цьому електромагнітна хвиля основного типу H_{10} регулярного прямокутного хвилеводу в поздовжньо-співвісному з'єднувачі проходить, послідовно розповсюджуючись і одночасно перетворюючись на ТЕМ-хвилю коаксіальної лінії, через декілька ділянок з різними хвильовими опорами: регулярний хвилевід, П-подібний хвилевід, Н-подібний хвилевід з коротким нижнім гребенем, Н-подібний хвилевід з високим нижнім гребенем і, нарешті, коаксіал із хвильовим опором $Z_0 = 50$ Ом.

Розглянутий варіант технічного рішення герметичного поздовжньо-співвісного хвилеводно-мікросмушкового з'єднувача був реалізований та експериментально апробований у широкому частотному діапазоні. Для цілого ряду типорозмірів хвилеводів було досліджено та підтверджено наступні показники узгодження (КСХН) та рівня втрат (G) у смугах частот:

- у хвилевода з перерізом (58 x 25) мм — $КСХН \leq 1,06$ та $G \leq 0.1$ дБ у смугі частот 400 МГц;
- у хвилевода з перерізом (48 x 24) мм — $КСХН \leq 1,10$ та $G \leq 0.1$ дБ у смугі частот 500 МГц;
- у хвилевода з перерізом (23 x 10) мм — $КСХН \leq 1,15$ та $G \leq 0.2$ дБ у смугі частот 1200 МГц;
- у хвилевода з перерізом (23 x 5) мм — $КСХН \leq 1,15$ та $G \leq 0.2$ дБ у смугі частот 600 МГц.

Висновки

Наведені вище параметри підтверджують ефективність запропонованого варіанта технічного рішення герметичного поздовжньо-співвісного хвилеводно-мікросмушкового з'єднувача. А наліз результатів проведених випробувань дозволяє підтверджувати, що запропоновані рішення надійні

та придатні для відтворення.

Перелік посилань

1. Тюрин Ю.В. Соосный коаксиально-волноводный переход. - Патент РФ № 2011245, МПК5 кл. Н 01 Р 5/103, опубл. 15.04.1994.
2. Хомяков А.В., Журавлев С.А., Клапов В.П., Манаенков Е.В., Терехин С.Н. Коаксиально-волноводный переход. - Патент РФ № 2517678, МПК6 кл. Н01Р 5/00, опубл. 27.05.2014.
3. С.Н.Шабунин, И.Н.Соловьянова. Волноводы и объемные резонаторы.- Оренбург: Уральский ГТУ, 1998.-38 с.
- 4 . Глушеченко Е.М. Поздовжньо-співвіснийхвильоводно-коаксіальний трансформатор. Патент України на корисну модель № 147621,опубл. 26.05.2021,бюл. № 21.
5. Глушеченко Е.М. Герметичний поздовжньо-співвісний хвильоводно-мікросмужковийз'єднувач. Патент України на корисну модель №151222, опубл. 22.06.2022,бюл. №25.

Анотація

На прикладі відомого співвісного з'єднувача, що є базовим аналогом для нових хвильоводно-коаксіального пристроїв, сформовані принципи таких функціонування структур. Розглянута запропонована конструкція сучасного герметичного поздовжньо-співвісного хвильоводно-мікросмужкового з'єднувача.

Ключові слова- мікросмужкова лінія, з'єднувач, узгодження, втрати.

Abstract

Using the example of the well-known coaxial connector, which is the basic analogue for new waveguide-coaxial devices, the principles of the functioning of such structures were formed. The proposed design of a modern hermetic longitudinal-coaxial waveguide-microstrip coupler is considered.

Keywords: microwave, connector, harmonization, losses

ALIGNMENT AND TESTING OF THE PHASED ARRAY ANTENNAS. STATISTICAL APPROACH

Markov V.I., PhD

KVANT RADAR SYS LLC, Kyiv, Ukraine

In spite of the recent advances in development and manufacturing of the phased array antennas (PAA) its alignment, calibration and fully testing in general are still major challenges. A variety of errors, both random and spatially correlated, are introduced across the array of imperfect components and signal distribution networks, and these reduce the precision of the array excitation. An array illumination, designed to produce very low sidelobes (SL) without errors, may result in only modest SL in the presence of phase and amplitude errors [1].

Characterization of the PAA, active PAA (APAA) and digital PAA (DPAA) performance is a significant cost item. These costs are particularly high in the case of modern PAA testing with an improved performance and low side lobe level (SLL), because large amount of data are required for their full and adequate evaluation. The number of antenna patterns (AP) that may be realized depends on the types of beams and the number of channels, the quantity of the beam positions in space (which are determined by scanning angles and its steps), the number of frequencies, the adaptability to changing environmental conditions (for adaptive antennas, the patterns changes with the incident angle of the jamming signal for its suppression), all in the transmit (Tx) and receive (Rx) modes of operation and so on. Usually such set may consist of $10^5 \div 10^{10}$ patterns. The possibility to measure and analyze full set of PAA patterns using traditional approach and methods of antennas measurement does not seem realistic [2, 3].

So for the PAA, in which the electronic beam steering is based on phase adjustments (and amplitude to a lesser degree), antenna element phase calibration is critical. Due of the nature of the electronic components and their behavior under different environmental conditions, such as temperature and high frequencies used for signal transmission and reception, it can be expected that the amplitude and phases of the signal sent to the antenna elements for transmission, or received by them, will be distorted and need corrections in order to obtain the desired beam steering. [1].

The fulfillment of the requirements to increase the productivity of labor and time reduction for development and implementation of the modern antennas, providing optimization of its performance, high accuracy and completeness of monitoring of PAA characteristics, requires using the special automated complexes which unite integration of modeling, designing and evaluation of the PAA parameters for further aligning and conducting of acceptance tests and field trials, taking into account constructive peculiarities and restrictions [2-4].

Antenna testing and validation are vital in any stage of PAA development from R&D through full system integration and production to ensure the best performance and functionality. Speed and precision are considered major factors during the measurement process. Recently the challenge of fully testing the high number of multi beam antennas embarked on future satellite systems has received considerable attention. Based on conventional antenna measurement techniques this testing would lead to unacceptable cost and duration. The use of fast probe array technologies to replace the spatial dimension of the measurements is a proven solution to drastically reduce the measurement time compared to conventional single probe test systems. Another solution to reduce the overall measurement time consists in measuring several beams simultaneously instead of sequentially at the same time. The solution is applicable to both the receive and the transmit modes. But especially for active PAA testing it's not enough.

For comprehensive evaluation of the PAA technical state it is necessary to use statistical approach combining diagnostics, measurements and simulation so a significant revision of the methods and techniques for determining antenna parameters, the composition of measuring equipment (original, not standard) and procedures, as well as a corresponding update of the testing software and recording of testing results ought to be carried out. Since the main parameters of the PAA, APAA and DPAA depend on the errors of the amplitude-phase distribution (APD) on the aperture and mutual coupling of radiating elements, the main attention when tuning the arrays was paid to the CTS [4, 5].

Special software and hardware complexes integrating the processes of modeling, designing and evaluation of the arrays parameters for conducting of acceptance tests need to be used. For comprehensive evaluation of multifunction PAA technical state and its parameters it is necessary to use statistical approach combining diagnostic results and simulation during initial alignment of multi channel PAA, taking into account its structure, constructive peculiarities and various types of restrictions.

It is obvious that at the first step for comprehensive characterization of PAA it is necessary to evaluate technical conditions of all elements in its channels (performance monitoring at the element level) and with the minimal volume of measurements to reveal malfunctions, technological defects, and, to a certain degree, mutual coupling and interference between the radiating elements [4, 5].

The next step ought to be the mathematical modeling (using model of PAA structure and data obtained at the first step) for finding statistical characteristics and evaluation of the integrated characteristics and a technical conditions of PAA as a whole (performance monitoring at the system level), excluding influence of the radome, using statistical methods, and only then it is reasonable to confirm obtained results experimentally for restricted numbers of patterns and accumulate the results in a database.

We propose a new measurement method by which amplitude/phase deviation in operation can be detected and able to evaluate the amplitude and phase

value of the element to high accuracy, by considering the influence of the phase shifter error, in the modernized REV method that used the amplitude and phase value of the composite field.

The proposed methodology has been demonstrated and tested on several arrays for validation. The effectiveness and performance of the statistical method have been verified; hence it can serve as a complementary tool to accelerate the calibration process of phased antenna arrays.

Conclusion. For the comprehensive evaluation of multifunction phased-array antenna (PAA) parameters it is necessary to use statistical approach during initial alignment and calibration of multi channel PAA combining built-in diagnostics, simulation and antenna measurements. Special software and hardware complexes, which allow integrating the processes of modeling, designing, automated evaluation of the PAA parameters ought to be used for further aligning, conducting of acceptance tests and field calibration.

References

1. Mailloux R.J. Phased Array Antenna Handbook, 3 ed. Artech House, 2018. — 530pp.
2. Усин, В. А., Марков, В. И., Помазанов, С. В., Усина, А. В., & Филоненко, А. Б. (2011). Автоматизированный имитационно-измерительный комплекс для разработки и измерения характеристик ФАР. *Вісті вищих навчальних закладів. Радіоелектроніка*, 54(5), 47–54.
3. Основные тенденции развития ближнезонных методов измерения характеристик антенн. Ч.2. Методы контроля, настройки и измерения параметров ФАР / В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина, А.Б. Филоненко // *Радіотехніка: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб.* 2010. Вып. 160, С. 213-227.
4. Usin V., Markov V., Filonenko A., Pomazanov S., Usina A. Systems for control and diagnosis of technical state of phased arrays // *Radioelectronics and Communications Systems*, Volume 54, pages 95–103 (2011).
4. Gouz V. I., Markov V. I., Zaytsev A. A., Filonenko O. B. Procedure of the technical state control, tuning and calibration of APAA // *Radioelectronics and Communications Systems*, Volume 55, Issue 1, pp 32-37 (2012).

Анотація

Розглянуті питання технології налаштування та КТС складних антенних систем з урахуванням технічних особливостей виробів пов'язаних з їх апаратною реалізацією та виявленими статистичними залежностями.

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

Abstract

There are considered questions of the calibration of phased arrays that take into account features, related to their hardware realization and conditions of exploitation. The main attention is paid to technical state diagnosis, procedures of calibration of phased array and to realization of amplitude and phase distribution on the aperture during exploitation. Technical characteristics of the hardware and software built-in control and calibration system for phased arrays are considered.

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

ПРОВЕДЕННЯ ВИПРОБУВАНЬ СКЛАДНИХ АНТЕННИХ СИСТЕМ

Марков В.І., к.т.н.

ТОВ "НДІ РС "КВАНТ-РАДІОЛОКАЦІЯ", Київ, Україна

Широкому застосуванню складних антенних систем – цифрових та активних фазованих антенних решіток (ЦАР, АФАР) заважає висока вартість та збільшення складності і трудомісткості робіт, які проводяться з кожним зразком виробів, що обумовлено підвищенням технічних вимог до параметрів, відповідним зростанням числа приймально-передавальних модулів (ППМ), залежністю параметрів від температури, робочої частоти та кута сканування, взаємним впливом випромінювачів на апертурі, ускладненням схемних та технічних рішень антен та вимог до системи охолодження [1-4]. В літературі практично відсутня інформація про методи контролю технічного стану (КТС) реальних зразків ФАР, АФАР та ЦАР, особливо в разі неможливості використання стандартної апаратури (відсутні місця для її підключення та використання при роботі тільки спеціальних складних імпульсних сигналів), методикам проведення приймально-здавальних випробувань (ПЗВ), а оцінюється тільки скорочення часу проведення випробувань ППМ за рахунок підвищення швидкодії вимірювальної апаратури без урахування часу установлення та технічних особливостей керування амплітудно-фазовим розподілом (АФР) на апертурі АФАР або ЦАР [1, 2].

На підприємстві при розробці, проведенні КТС, налаштуванні та ПЗВ ряду конкретних виробів був проведений істотний перегляд методів і методик визначення параметрів антен, складу вимірювального обладнання, а також відповідна доробка програмного забезпечення випробувань та обліку результатів ПЗВ [3, 5-7]. Оскільки основні параметри ФАР, АФАР та ЦАР залежать від похибок амплітудно-фазового розподілу (АФР) на апертурі, то основна увага при налаштуванні антен приділялася КТС [8, 9].

Була забезпечена практично повна автоматизація проведення вимірювань та автоматична конфігурація електричної схеми вимірювань згідно з програмою, виключено ручне переключення СВЧ кабелів і вузлів при зміні задач випробувань, що забезпечило підвищення швидкості, гнучкості, повторюваності параметрів трактів, точності вимірювань АФР, виключені помилки персоналу, а також скорочений час проведення КТС та ПЗВ.

При налаштуванні АФР на апертурі АФАР розраховувались фазові і амплітудні поправки, що залежать від частоти та нормуючи коефіцієнти для вбудованої системи контролю та калібрування (ВСКК), це істотно збільшило час та обсяг проведення робіт. Прив'язка координат випромінювачів антен до системи координат сканера здійснювалась за рахунок введення в конструкцію виробів реперів, координати яких жорстко пов'язані з координатами випромінювачів на апертурі, що дало можливість точно прив'

язувати координати випромінювачів закритих обтічником для перерахунку вимірюючого зондом сканера АФР на апертуру та розраховувати поправки до існуючого АФР. Для ВСКК визначались нормуючі коефіцієнти для розрахунку АФР на апертурі за результатами КТС. При проведенні КТС в режимах ПЕРЕДАЧА та ПРИЙОМ враховували структуру ППМ та АФАР в цілому, побудову та особливості пристрою керування променем (ПКП). Визначалась репрезентативна кількість діаграм спрямованості (ДС) та задавались параметри ДС для проведення контролю та ПЗВ.

В режимі ПЕРЕДАЧА ППМ АФАР можуть працювати тільки в імпульсному режимі, як правило, з нерегульованим максимальним рівнем випромінюваної потужності та спеціальними типами модуляції, можлива тривалість і щільність випромінюваних імпульсів визначаються структурою ППМ, генераторним обладнанням, технічними характеристиками ПКП та протоколами обміну даними ППМ з ПКП, тому можливість використання стандартної вимірювальної апаратури була відсутня. У зв'язку з істотною залежністю АФР АФАР від температури для зменшення загального часу тестування і підвищення реальної точності отриманих результатів вимірювання АФР проводились при номінальному режимі роботи АФАР (передача/прийм, все ППМ включені, робочі тривалості випромінюваних імпульсів, щільність і т.д.), в одному циклі вимірювань, а не роздільне проведення вимірювання АФР в режимах тільки ПЕРЕДАЧА або ПРИЙОМ, що порушувало температурний режим. Для скорочення часу вимірювання ампліфазометричним методом АФР для груп каналів, положень променів в просторі і різних робочих частот проводились в одному циклі вимірювань методом зміщених матриць [6, 7]. Для налаштування ДС АФАР, розрахованих після вимірювання АФР, визначались індивідуальні фазові та амплітудні поправки.

При проведенні КТС отримувалась максимально повна оцінка технічного стану каналів ППМ, виявлялись реальні параметри атенюаторів і фазообертачів (ФО), відмови і технологічні дефекти в АФАР, оцінювався взаємний зв'язок випромінюючих елементів та визначались реальні величини загасання і фазового зсуву, що вносились кожним ФО всіх ППМ в режимі ПРИЙОМ при включенні кожної і-ї комбінації дискретів ФО, оцінювався технічний стан атенюаторів ППМ, величини загасання і фазового зсуву, що вносились при включенні кожного та усіх комбінацій дискретів атенюаторів, розраховувались математичне очікування і дисперсія для АФР. Було виявлено, що комутаційний метод з вимірюванням фази дає кращі результати ніж амплітудні методи REV, а розроблене програмне забезпечення дозволило враховувати відхилення параметрів атенюаторів та фазообертачів від теоретичних при переключенні дискретів, що підвищило точність отриманих результатів [8, 9].

Використовуючи реальні дані отримані при вимірюванні в режимах ПЕРЕДАЧА і ПРИЙОМ, за допомогою математичного моделювання про-

водилась первинна настройка АФАР, оцінювався необхідний обсяг репрезентативній кількості ДС, розрахованих за виміряним АФР та результатами КТС, для проведення ПЗВ та забезпечення необхідної статистичної достовірності отриманих результатів. Для автоматичного контролю параметри розрахованих ДС приводились до центральної частоти та положення променя нормального до апертури.

Висновки. Були розроблені та перевірені на практиці методики та програми для оцінки та налаштування параметрів АФАР за результатами КТС та математичного моделювання, що дозволило скоротити час і обсяг проведення робіт. Запропонована технологія оптимізувала процес налаштування та ПЗВ за якістю та часом.

Перелік посилань

1. Волошин А. П.; Ліпатов В. П.; Марков В.І., к.т.н.; Остапенко Д.А. Проблемні питання проведення налагодження та випробувань складних антенних систем//X МНТК «Радіотехнічні проблеми, сигнали, апарати та системи». — Київ, 2021. — с.17 – 19.
2. Касапов Е.В.; Ліпатов В. П.; Марков В.І., Остапенко Д.А. Налагодження та проведення випробувань складних антенних систем // МНТК РПТСАС К.2020. — с.39 – 41.
3. Balanis C.A. Modern Antenna Handbook. New York. Wiley, 2008. — 1700 p.
4. Mailloux R.J. Phased Array Antenna Handbook, Artech House, 2018. — 530pp.
5. Evans G.E. Antenna measurement techniques. Boston: Artech House, 1990 — 229 p.
6. Clive Parini, Stuart Gregson, John McCormick, Daniël Janse van Rensburg and Thomas Eibert. Theory and Practice of Modern Antenna Range Measurements, 2nd Exp. Ed. In two volumes, IET; London, 2020 — Vol. 1 — pp. 487, Vol. 2. — pp. 709.
7. IEEE Std 149™-2021: Recommended Practice for Antenna Measurements – pp.207.
8. Гузь В.И., к.т.н., с.н.с.; Волошин А. П.; Марков В.И., к.т.н.; Остапенко Д.А. Встроенная система калибровки и контроля технического состояния АФАР // МНТК РПТСАС Киев 2018. — с.141 – 143.
9. Гузь В.И., Ліпатов В.П., Марков В.И., Волошин А. П. Остапенко Д.А. Оптимизация процесса определения параметров и настройки АФАР // 6-й Международный радиоэлектронный форум МРФ-2017.— Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2017 — С.61—64.

Анотація

Розглянуті питання технології налаштування та КТС складних антенних систем з урахуванням технічних особливостей виробів пов'язаних з їх апаратною реалізацією і використанням ВСКК.

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.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ FMCW РАДАРА ЕНФ

*Махно К.М., Романенко Т.В., Саратов Є.М. Маленчик Т.В.,
Неуймін О.С., к.т.н.*

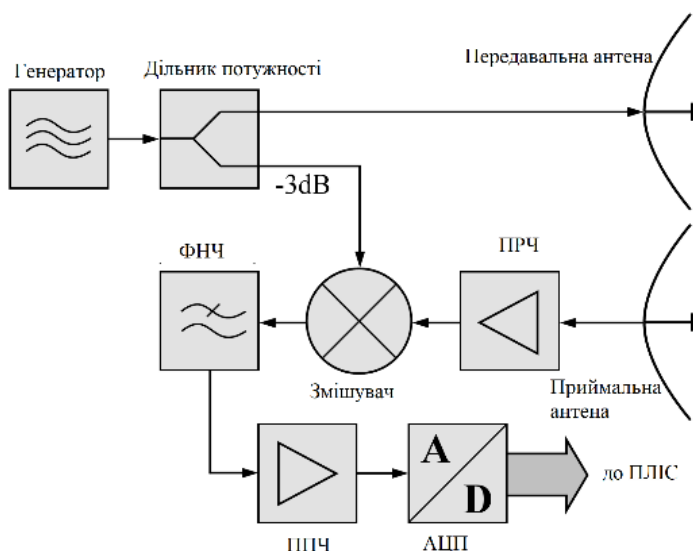
КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна

Frequency modulated continuous wave (FMCW) радары шырока застасовуюцца ў розных сферах жытцядзяльнасці людзіны: ў транспартных засобах, задачах неінвазіўнага вымярвання, моніторынгу паветранага прастору, прыбережнай навігацыі, тощo [1].

Выкарыстання FMCW радара мае рад пераваг перад звычайнымі (імпульснымі, імпульсна-доплерівскімі) радарамі, а саме: нізкую ймовірнасць хібнага трывога [1], невысоку цэну, нізкую потужнасць выпромінювання, высокую роздільную здатнасць па дальнасці та радыяльнай швядкасці, магчымасць вымярваці відстані да цэлі з тацнасцю, що співставна з доўжынаю хвалі, выканання аброблення сгнала на проміжнай частоты [2]. До недолікаў такіх сістэм варта віднесці невелику дальнасць работы.

Відповідна створення радара з выкарыстанням праграмнага забеспечення на базі праграмованых лагічных інтэгральных схем (ПЛІС) з парівняна меншою вартасцю, павысенаю надійнасцю та швядкодую є актуальнаю задачею.

В работы прадставленый FMCW радар дыяпазону (30 – 300) ГГц на базі ПЛІС (XC7Z020-1CLG484C [3]). Він складаецца з прыймальнага антены, перадавальнага антены, генератара, які фармуе зондууючы сгнал, павідсільвача радіочастоты (ПРЧ), змешувача, ФНЧ, ППЧ та АЦП (рыс. 1).



Рысунк 1. Структурна схема FMCW радара

Характэрыстыкі створенага радара наведзены ў табл. 1.

Зондууючы ЛЧМ сгнал, пачаткава частота якога становіць 33.5 ГГц, непарэрвна выпромінюецца ў прастір. Відбіты від досліджувананага аб'екту сгнал патрапляе ў змешувач, де фармуецца сгнал з частотой бітця, які пасля ФНЧ оціфруецца та накупічуецца.

Таблиця 1

Параметр	Мін. знач.	Типове	Макс. Знач.	Одиниця
АЦП частота вибірок		80		Мвіб/с
Смуга пропускання		0.5		ГГц
Частотний діапазон	33.5	34	34.1	ГГц
Період ЛЧМ		50		мкс
СВ вихідна потужність		10		мВт
Роздільна здатність по дальності		0.6		м
Роздільна здатність по швидкості		0.3		м/с

Частота биття є прямо пропорційною відстані до цілі і визначається за формулою (1).

$$R = \frac{cTf}{2B}, \quad (1)$$

де f – проміжна частота (ПЧ), c – швидкість світла, T – період зонduючого сигналу, B – смуга пропускання.

Для отримання інформації про дальність та радіальну швидкість досліджуваного об'єкту використовується алгоритм двовірного швидкого перетворення Фур'є. В якості об'єктів дослідження було обрано дві металеві пластини розмірами 30 на 30 см. На рис.2 а зображено спектр потужності сигналу по дальності, на якому видно сигнали від 2х об'єктів на відстані 161 см та 219 см.

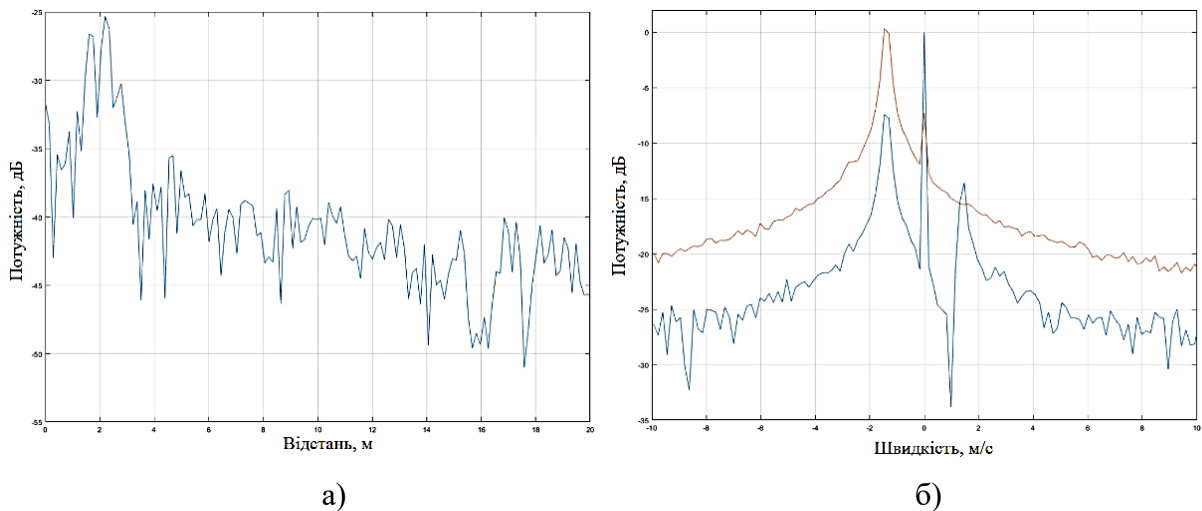


Рисунок 2. Спектр потужності сигналу по дальності і по швидкості

На рис.3 а продемонстровано дальнісно-доплерівську матрицю. З неї видно, що 2 об'єкти є нерухомими.

Також було проведено лабораторний експеримент з вимірювання радіальної швидкості досліджуваних об'єктів. При цьому швидкість розраховується за формулою (2)

$$v = \frac{c}{2f_0N_sT} \cdot i, \quad (2)$$

де f_0 – ПЧ, N_s – кількість зонduючих сигналів, i – номер комірки матриці в

яку потрапив об'єкт.

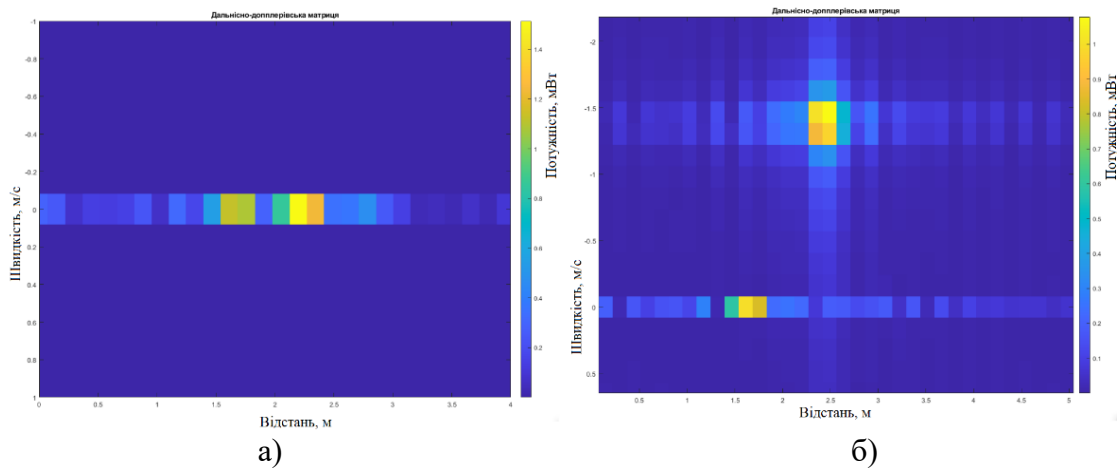


Рисунок 3. Дальнісно-доплерівська матриця

На рис.2 б зображено спектр сигналу по швидкості. На рисунку видно сигнали від 2х досліджуваних об'єктів, один з яких статичний, а другий має радіальну швидкість -1.5 м/с. Знак мінус, говорить про те, що об'єкт рухався у напрямку до радару.

Рис.3 б демонструє дальнісно-доплерівську матрицю із статичним об'єктом на відстані 161 см та досліджуваним об'єктом, що наближається до радару зі швидкістю 1.5 м/с, на відстані 2.5 м.

Результати експериментів демонструють здатність радару працювати з декількома об'єктами, визначати їх дальність та радіальну швидкість. Результати виявлення в подальшому можуть бути покращені за рахунок застосування алгоритму CFAR.

Перелік посилань

- 1 N. F. M. Ariffin, F. N. M. Isa and A. F. Ismail, "FMCW Radar for Slow Moving Target Detection: Design and Performance Analysis," 2016 International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE), 2016, pp. 396-399, doi: 10.1109/ICCCE.2016.90.
2. Mohinder J., Fmcw Radar Design. Publisher: Artech House, 2018.
3. Zynq-7000 SoC Data Sheet.

Анотація

В роботі представлено характеристики створеного FMCW радару EHF. Виконано його дослідження на статичних та рухомих об'єктах, а саме: виміряно дальність до об'єктів, їх радіальну швидкість та побудовано дальнісно-доплерівські матриці.

Ключові слова: FMCW радар, EHF, дальнісно-доплерівська матриця, ПЛІС.

Abstract

Characteristics of the created FMCW EHF radar were presented. The research was conducted on static and moving targets, namely: targets range and radial velocity were measured. Range-Doppler maps were constructed.

Keywords: FMCW, radar, EHF, range doppler map, FPGA.

ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЛІНЗИ РОТМАНА КУ- ДІАПАЗОНУ

Мельник Т. Й., Сушко О. Ю., PhD

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

В даній статті розглядається дослідження впливу конструктивних особливостей лінзи Ротмана для формування багатопрменевої діаграми спрямованості без використання фазообертачів. За рахунок простоти виготовлення і практичності, такі лінзи використовують у радіолокаційних системах. Вартість та ефективність лінзи визначається в основному діелектричною підкладкою.

У статті [1] розглянуто лінзу Ротмана з смугами в X та C — діапазонах з кутом сканування 50° . Діелектрична проникність підкладки — 2.5, висота 1.6 мм. У статті [2] параметри лінзи розробленої в програмному середовищі Rotman Lens з діапазоном частот 32 – 38 ГГц і кутом сканування 90° на діелектричній підкладці Rogers RO4003 з проникністю 3.5 та товщиною 0.5 мм. Лінза Ротмана 11x15 на діелектричній підкладці Rogers5880 з товщиною 0.5 мм та діелектричною проникністю 2.2 [3]. Максимальне покриття сканування 45° на частоті 15 ГГц. Розглянуті роботи підкреслюють актуальність розробки таких лінз під специфічні застосування, наприклад такі як радарні системи зв'язку.

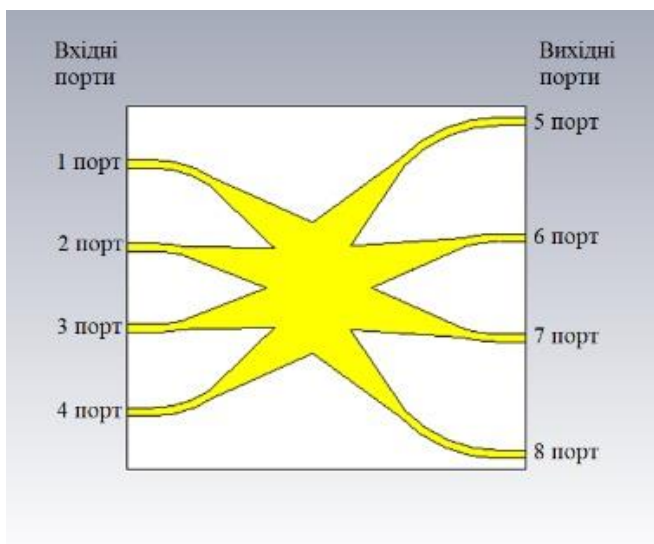


Рисунок 1. Лінза Ротмана

На рис. 1 показана модель лінзи Ротмана Ку-діапазону із чотирма входами та виходами, що зображені відповідно ліворуч і праворуч лінзи. Спроекована лінза Ротмана розрахована таким чином, щоб максимальний сектор сканування променів досягав $\pm 20^\circ$, провал між сусідніми пелюстками діаграми спрямованості не перевищував 3 дБ при підсиленні 19 дБ для мікросмушкової патч антени.

В якості вихідних даних для проектування використовується діелектрична підкладка FR-4 товщинами 0.5, 0.7 та 0.9 мм із відносною діелектричною проникністю 4.3. Товщина мідної металізації становить 35 мікромет-

рів. Відстань між елементами решітки (вихідними портами) було вибрано 10 мм. Вхідний опір портів вибрано рівним 50 Ом.

В програмному середовищі CST Studio розраховано параметри узгодження вхідних портів (рис. 2) в робочому діапазоні частот 10.7 – 12.7 ГГц. Узгодження всіх вхідних портів становить < -10 дБ, що є прийнятним. Узгодження крайніх портів (1 та 4) суттєво краще ніж центральних портів (2 та 3).

Після оптимізації параметрів лінзи при подачі сигналу на перший порт фазові зсуви між вихідними портами приблизно рівні — 90 градусів на частоті 11.7 ГГц рис. 3. Тобто між 5 та 6 портами 101.5° , між 6 та 7 портами 85.6° , між 7 та 8 портами 89.1° . Дані зсуви фаз забезпечують сканування простору в діапазоні 40 градусів.

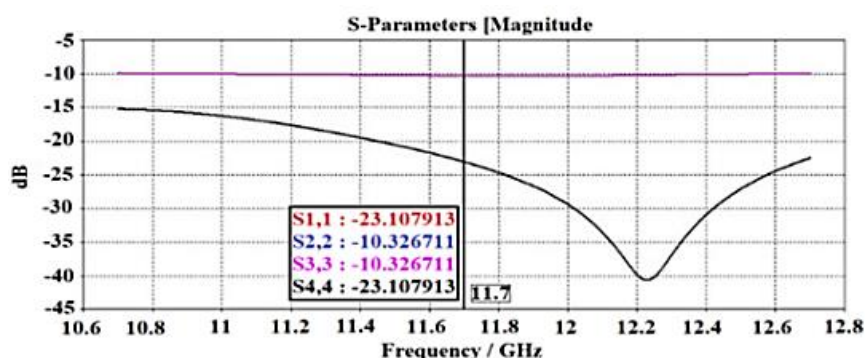


Рисунок 2. Узгодження вхідних портів лінзи Ротмана

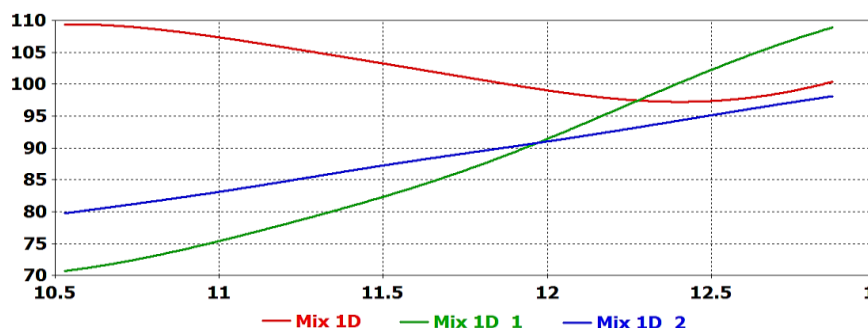


Рисунок 3. Різниця фаз при збудженні з першого порта

Для порівняння змодельовано три Лінзи Ротмана із різними кількостями вхідних та вихідних променів рис. 4.

Відповідно рис 4, перша лінза має 6 вхідних та 4 вихідних, друга 4 вхідні та 6 вихідні, третя 6 вхідних та вихідних портів. При подачі сигналу на перші порти, кожної лінзи, отримано фазові зсуви між вихідними портами рис. (5 – 7). При збільшенні кількості вхідних портів різниця фаз між вихідними портами стають нестабільними і потребує додаткової оптимізації. На частоті 11.7 ГГц зняті наступні характеристики.

При шести вхідних та чотирьох вихідних портах між 7 та 8 портами 123° , між 8 та 9 портами 58° , між 9 та 10 портами 77° .

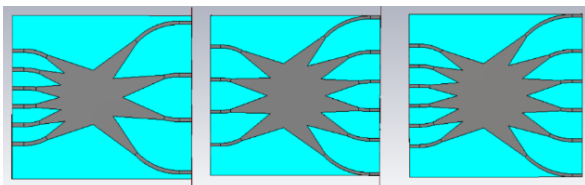


Рисунок 4. Лінзи Ротмана із різними кількостями портів

При чотирьох вхідних та шести вихідних портах між 5 та 6 портами 94° , між 6 та 7 портами 66° , між 7 та 8 портами 83° , між 8 та 9 портами 72° , між 9 та 10 портами 73° .

При шести вхідних та шести вихідних портах між 7 та 8 портами

120° , між 8 та 9 портами 58° , між 9 та 10 портами 91° , між 10 та 11 портами 66° , між 11 та 12 портами 74° .

При збільшенні кількості портів лінзи фазові зсуви портів не мають стабільних значень фази. Вибране значення фази 90° . Середнє значення відхилення від норми становить 26° для лінзи 6×4 , 15° для лінзи 4×6 та 20° для лінзи 6×6 .

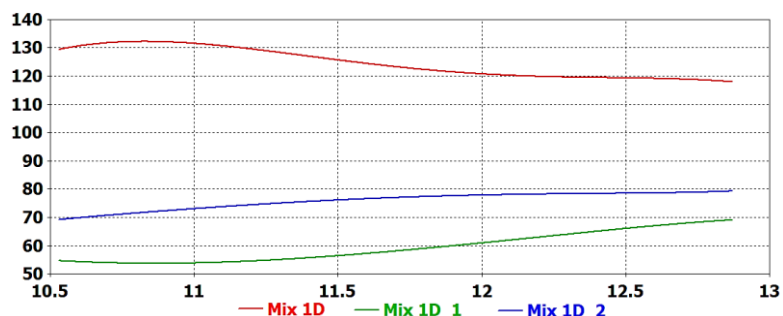


Рисунок 5. Різниці фаз при збудженні лінзи Ротмана 6×4 з першого порта

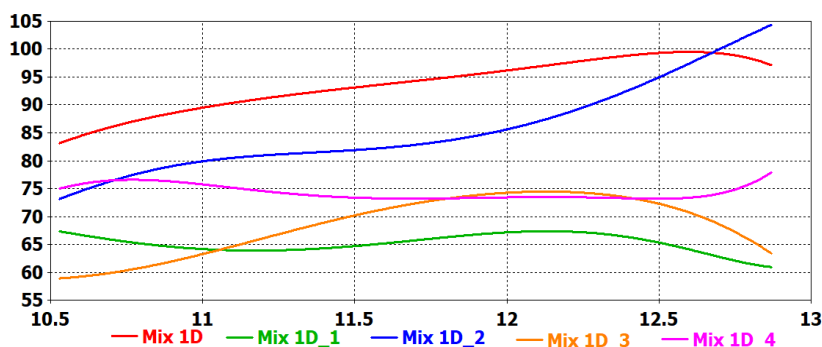


Рисунок 6. Різниці фаз при збудженні лінзи Ротмана 4×6 з першого порта

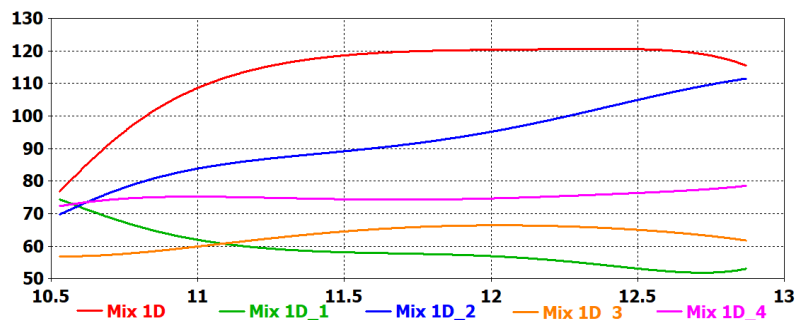


Рисунок 7. Різниці фаз при збудженні лінзи Ротмана 6×6 з першого порта

Досліджено зміну фаз в залежності від точності виготовлення діелектричної підкладки, а саме її товщини. Фазові зсуви на вихідних портах при товщині діелектричної підкладки 0.7 мм та 0.9 мм в середньому змінились на 2° , а по відношенню до фазових зсувів на вихідних портах при товщині діелектричної підкладки 0.5 мм на 14° .

За допомогою електродинамічного моделювання проведено аналіз впливу кількості променів лінзи та товщини діелектричної підкладки на характеристики фазування вихідних портів лінзи Ротмана. При подачі сигналу на перший вхідний порт кожної з лінз різниця фаз на вихідних портах коливається в діапазоні $\pm 20^\circ$ відносно 90° при зміні кількості портів. Максимальний кут сканування змінюється, промені накладаються або провал між променями збільшується.

Перелік посилань

1. Tse-Yu Lin Analysis of a Microstrip Rotman Lens Using Domain Decomposition Method / Tse-Yu Lin, Seung-Cheol Lee, Ruth Rotman, Yehuda Green, Yaniv Israel, Jin-Fa Lee. — 2008. — p. 1 — 4.
2. Ivo Hertl Rotman Lens Design for Millimeter-Wave Sensor Application / Ivo Hertl, Michal Vavrda, Pavel Hanulak. — 2011. — p. 1 — 4.
3. S. M. Mohammed Low Cost Multiple Beam Phased Antenna Array Using Microstrip Rotman Lens at Ku-band/S. M. Mohammed, Muhammad Dawood. - 2009. - p. 1 - 4.

Анотація

Проведено електродинамічне моделювання лінз Ротмана і проаналізовано залежність розподілу фаз від точності виготовлення та вплив кількості вхідних та вихідних портів на характеристики лінз. Виявлено, що при збільшенні кількості портів лінзи фазові зсуви портів не мають стабільних значень фази. Середнє значення відхилення від заданої різниці фаз становить 6° для лінзи 4x4, 26° для лінзи 6x4, 15° для лінзи 4x6 та 20° для лінзи 6x6. Фазові зсуви на вихідних портах при товщині діелектричної підкладки 0.7 мм та 0.9 мм в середньому змінились на 14° по відношенню до товщини діелектричної підкладки 0.5 мм.

Ключові слова: лінза Ротмана; фазовий зсув; Ку-діапазон.

Abstract

In this article, electrodynamic modeling of Rothman lenses was carried out and the dependence of the phase distribution on the manufacturing accuracy and the influence of the number of input and output ports on the characteristics of the lenses were analyzed. It was found that when the number of lens ports increases, the phase shifts of the ports do not have stable phase values. The average deviation from the specified phase difference is 6° for the 4x4 lens, 26° for the 6x4 lens, 15° for the 4x6 lens, and 20° for the 6x6 lens. The phase shifts at the output ports with a dielectric substrate thickness of 0.7 mm and 0.9 mm changed on average by 14° in relation to a dielectric substrate thickness of 0.5 mm.

Keywords: Rothman lens; phase shift; Ku-band.

DETECTION OF OBJECTS ON VIDEO SEQUENCES

Pertsov V.M., Master's student; Vyshnevyyi S.V., Cand. Sc. (Technology)

National Technical University of Ukraine

"Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

Kyiv, Ukraine

The need to detect objects according to certain criteria may arise in computer vision systems for the implementation of a wide range of tasks that arise in various fields of activity. Considering that the images or video sequences that are available for processing may differ significantly from the shooting conditions or the features of the analysis scene, it is very often necessary to create or adjust the corresponding algorithms that would satisfy the needs of the operation of the corresponding computer vision system.

Given that a number of digital image processing methods are characterized by significant computational complexity, there is a need to choose an appropriate hardware platform that would allow for effective data processing for a given operating mode of the corresponding system. Thus, the selection of appropriate methods and algorithms may require trade-offs when the speed of the algorithm, i.e., the speed of data processing, and the accuracy of data processing results are in a corresponding interdependence. This leads to the fact that optimal methods are often impossible or impractical to implement in practice, and quasi-optimal methods or heuristic methods can be characterized by lower accuracy of processing results. In addition, it should be taken into account that digital images or video sequences can be in color or in grayscale, which can also affect the choice of appropriate approaches to their analysis.

One of the approaches that can be used when detecting objects by a certain feature is a method that involves the use of color filtering. Color acts as the main feature of the detection object. A similar approach can be used when selecting objects that are significantly different in color from other objects and from the background. Processing algorithm for highlighting colored objects in the image:

1. Receiving a frame for processing.
2. Conversion of the received RGB frame to HSV [1]:

$$Max = \max(R, G, B);$$

$$Min = \min(R, G, B);$$

$$H = \begin{cases} \text{undefined, } Max = Min \\ 60 \times (G - B) / (Max - Min), & Max = R, \quad G \geq B, \\ 60 \times (G - B) / (Max - Min) + 360, & Max = R, \quad G < B, \\ 60 \times (B - R) / (Max - Min) + 120, & Max = G, \\ 60 \times (R - G) / (Max - Min) + 240, & Max = B, \end{cases}$$

$$S = \begin{cases} 0, & Max = 0, \\ 1 - \frac{Min}{Max}, & \text{otherwise,} \end{cases}$$

$$V = Max.$$

3. Set the required threshold and perform threshold processing.
4. Binarize the frame by color.
5. Get a frame with selected objects.
6. Perform noise suppression.
7. Search for the object by contours.

Another approach that can be used to highlight objects involves the detection of moving objects in a video sequence. This approach can be successfully used for the case when the video camera performing image registration is stationary. At the same time, it is important to determine the background of the analysis scene in advance, so that such an assessment is carried out without the influence of moving objects. A significant drawback of this method is that when the camera moves, as well as when the background is dynamic, it is quite difficult or impossible to detect the object of interest. Thus, this imposes certain limitations on the real application of such an approach in computer vision systems. The algorithm itself for detecting moving objects can be described using the following steps [2]:

1. Perform sequence registration from two frames of the analysis scene.
2. If the camera allows you to receive a color image, convert it into a grayscale image and save it in the appropriate matrix.
3. Perform a pixel-by-pixel calculation of the difference between two matrices containing pixel values in grayscale:

$$d_t(x, y) = l_t(x, y) - l_{t-1}(x, y).$$

4. The calculated difference matrix $d_t(x, y)$ is compared with the specified threshold T , resulting in a binary mask:

$$m_t(x, y) = \begin{cases} 0, & d_t(x, y) < T, \\ 1, & \text{otherwise.} \end{cases}$$

5. The resulting binary mask is processed by the method of mathematical morphology.
6. The object of interest is searched by the method of contour analysis of the binarized image.

One of the approaches to detecting an object of interest in a frame is to search for it according to an existing standard. Having the original image of the object (i.e., its reference), it is possible to compare it with each received frame from the video stream. The area of the frame that coincides with the image

standard and has the corresponding signs of similarity is considered searched.

There are many methods that allow you to search for objects by their standards. Among the following, we can single out methods that are aimed at finding special points. The FAST algorithm (Features from Accelerated Segment Test) [3] is used to find special points. The FAST method is not invariant to turns, which can complicate the analysis of images in which the object of interest may be placed in different positions during its movement or execution of a maneuver. The appropriate descriptor BRIEF (Binary Robust Independent Elementary Features) [4] is used to describe special points. The use of the descriptor should ensure the detection of the object in different angles.

The use of appropriate object detection methods in technical vision systems generally depends on the nature of the analysis scenes and the areas of application of the respective systems. Since the features of the images and the objects presented on them can directly affect which method among the available methods will give acceptable results for detecting moving or stationary objects when processing video sequences.

References

1. Al-Saif K.I. Color Image Enhancement Based on Contourlet Transform Coefficients / K.I. Al-Saif, A.S. Abdullah // Australian Journal of Basic and Applied Sciences. — 2013. — vol. 7. — P. 207—213.
2. Gonzalez R.C. Digital Image Processing / R.C. Gozalez, R.E. Woods. — Pearson — 2018 — 1168 p.
3. Rosten E. Machine Learning for High-Speed Corner Detection / E. Rosten, T. Drummond // 9th European Conference on Computer Vision. — 2006 — vol. 1. P. 430—443.
4. Yu L. An Improved ORB Algorithm of Extracting and Matching Features / L. Yu, Zh. Yu, Y. Gong // International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition. — 2015. — vol.8. — №. 5. — P. 117—126.

Анотація

Розглянуто методи та підходи, які дозволяють виявити об'єкти на відеопослідовностях і цифрових зображеннях. Здійснено аналіз особливостей функціонування окремих методів, які можуть бути застосовані на практиці.

Ключові слова: виявлення об'єктів на відеозображенні, особливі точки, комп'ютерний зір, колірна модель.

Abstract

Methods and approaches that allow detecting objects on video sequences and digital images are considered. An analysis of the features of the functioning of individual methods which can be applied in practice was carried out.

Keywords: detection of objects on a video image, special points, computer vision, color model.

ВИЗНАЧЕННЯ ПРОСТОРОВИХ КООРДИНАТ РУХОМОГО ОБ'ЄКТУ З ВИКОРИСТАННЯМ СИСТЕМИ ПАРИ ВІДЕОДАВАЧІВ

*Соколов К. А., аспірант; Жук С. Я., д.т.н., професор
КПІ ім. Ігоря Сікорського, РТФ,
Київ, Україна*

Особливо гострою та актуальною темою сьогодення є необхідність контролю повітряного простору. На перше місце виходить задача з виявлення безпілотних літальних апаратів (БПЛА) у повітрі саме у військовій сфері. Існує потреба в мобільних простих системах, які б швидко розгорталися і працювали у реальному часі і не потребували б значних затрат. Не слід відкидати і користь даної системи для цивільних потреб та можливість її адаптивного застосування для різних рухомих об'єктів. Основною перевагою даної системи є те, що вона пасивна.

Постає завдання за допомогою системи камер фіксувати об'єкт у трьохвимірному просторі з можливістю подальшого його захоплення, супроводження, та побудови траєкторії у режимі реального часу з мінімальною затримкою. Першою задачею є визначення координат вагової точки — умовного центру об'єкту, що рухається у просторі. Фактично, дане завдання можна розбити на наступні кроки: введення моделі камери (прив'язка до стандартної системи координат, розгляд внутрішніх параметрів камери), введення системи двох камер (взаємозв'язок двох стандартних систем координат) та вихід на глобальну систему координат [1]. Оскільки, дана операція виконується на парі кадрів з двох відеопотоків (по одному з кожної камери), то припускаємо, що калібрування камер здійснено, як і їх синхронізація.

Розглянемо модель камери реєстрації. Введемо ортогональну праву систему координат $OXYZ$, початок координат якої співпадає з оптичним центром, а вісь OZ – з оптичною віссю камери. Така система координат (СК) називається стандартною системою координат камери. Паралельно осям OX та OY на фокусній відстані f проведемо площину у якій задамо систему координат як показано на рис. 1.

Тоді точка $M(X, Y, Z)$ має відповідну точку $m(x, y)$ [1], для яких виконується співвідношення (1)

$$x = fX / Z, \quad y = fY / Z \quad (1)$$

За такої прив'язки у площині зображення камери знаходиться фотоприймач. У загальному вжитку найчастіше використовують матриці виготовлені за CMOS технологією так, як вони дешевші, та мають менше енергоспоживання [2].

Точність визначення координат в значній мірі залежить від роздільної здатності, а отже і від розмірів матриць, та кількості реєструючих елементів

(пікселів).

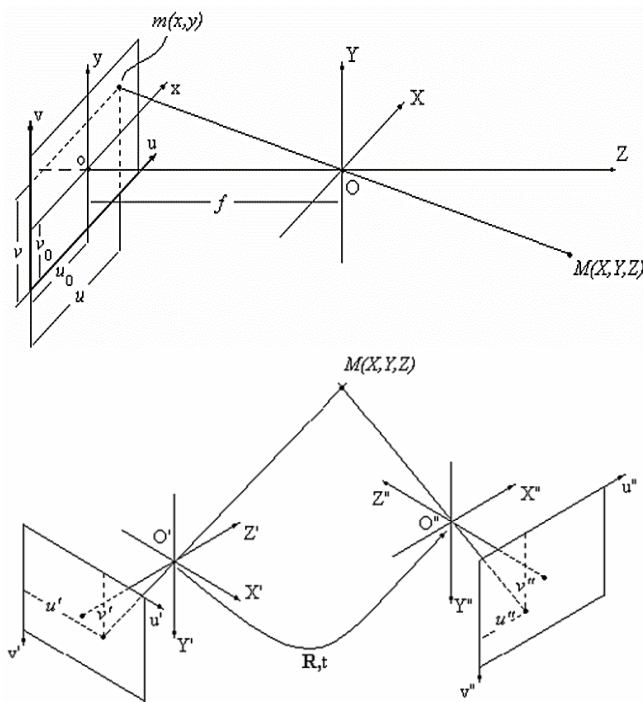


Рисунок 1. Система координат камери реєстрації (верх.), система двох камер (нижн.)

Щоб не зважати на міжпіксельну маску, зазвичай оперують відстанню між центрами пікселів. Тому просто ділять ширину на кількість пікселів у рядку та висоту на кількість у стовпці. Тобто маючи роздільну здатність і фізичні розміри матриці можна визначити відстань між центрами пікселів.

Для повного опису камери представимо координати точки m в звичних одиницях фотоприймача (2).

$$u = x / w + u_0, v = y / h + v_0 \quad (2)$$

У новій системі координат проєкції точки m мають вигляд (3):

$$u = \frac{fX}{wZ} + u_0, v = \frac{fY}{hZ} + v_0 \quad (3)$$

Для подальшого введемо трьохвимірний вектор $\mathbf{M} = (X, Y, Z)^T$, що відповідає точці M , та двовимірний вектор $\mathbf{m} = (x, y)^T$, що відповідає точці m . Зазначимо, що w та h — масштаби вздовж осей ox та oy (відстань між центрами пікселів). І введемо вектор однорідних внутрішніх координат камери $\mathbf{v} = (u, v, 1)^T$. Та отримаємо (3) у матричному виді:

$$\mathbf{Zv} = \mathbf{AM}, \quad (3)$$

де $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} f/w & 0 & u_0 \\ 0 & f/h & v_0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ — матриця внутрішніх параметрів камери

Розглянемо взаємне розташування двох камер, та проєкцію точки на площини реєстрації зображення. Завдання стереозору зводиться до визначення глибини (Z), і вирішується методами епіпольярної геометрії [3, 4]. Для кожної камери вводиться своя стандартна СК ($O'X'Y'Z'$, $O''X''Y''Z''$) і точка M характеризується векторами $\mathbf{M}' = (X', Y', Z')^T$, $\mathbf{M}'' = (X'', Y'', Z'')^T$ відповідно (рис. 1). Перехід від глобальної СК до стандартних СК кожної з камер відбувається за допомогою перетворень $\mathbf{M}'' = \mathbf{R}''\mathbf{M} + \mathbf{t}''$ та $\mathbf{M}' = \mathbf{R}'\mathbf{M} + \mathbf{t}'$. Зв'язок між векторами \mathbf{M}' та \mathbf{M}'' задається співвідношенням

$$\mathbf{M}'' = \mathbf{RM}' + \mathbf{t} \quad (4)$$

де $\mathbf{R} = \mathbf{R}''\mathbf{R}'^T$, $\mathbf{t} = -\mathbf{R}''\mathbf{R}'^T\mathbf{t}' + \mathbf{t}''$

Матрицю \mathbf{R} та вектор \mathbf{t} прийнято називати зовнішніми параметрами системи реєстрації (сюди входять матриці, що описують повороти стандартних систем координат відносно глобальної та вектори зміщення координатного центру глобальної системи відносно центрів стандартних).

Виходячи з (3) та (4) отримуємо співвідношення спряжених точок

$$Z''\mathbf{A}_2^{-1}\mathbf{v}'' = Z'\mathbf{R}\mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{v}' + \mathbf{t} \quad (5)$$

Компоненти векторів можуть мати у собі помилку тому (4) приймає вигляд:

$$Z''\mathbf{A}_2^{-1}\mathbf{v}'' - Z'\mathbf{R}\mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{v}' - \mathbf{t} = \mathbf{e} \quad (6)$$

Дане рівняння вирішується методом найменших квадратів щодо Z', Z''

$$\begin{bmatrix} Z' \\ Z'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}'^T \mathbf{A}_1^{-T} \mathbf{A}_1^{-1} \mathbf{v}' & \mathbf{v}'^T \mathbf{A}_1^{-T} \mathbf{R}^T \mathbf{A}_2^{-1} \mathbf{v}'' \\ \mathbf{v}'^T \mathbf{A}_1^{-T} \mathbf{R}^T \mathbf{A}_2^{-1} \mathbf{v}'' & \mathbf{v}''^T \mathbf{A}_2^{-T} \mathbf{A}_2^{-1} \mathbf{v}'' \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{v}'^T \mathbf{A}_1^{-T} \mathbf{R}^T \\ \mathbf{v}''^T \mathbf{A}_2^{-T} \end{bmatrix} \mathbf{t} \quad (7)$$

Визначивши Z можемо повернутися до (1) та визначити X та Y

Дана система може бути покращена з додаванням ІЧ-режиму отримання зображень, що покращить її функціонування у складних погодних умовах. Крім того, така система може працювати у комплексі з радіолокаційною системою, що за рахунок комплексування дозволить покращити точності та функціональні характеристики комплексу загалом.

Перелік посилань

1. Грузман И.С., Киричук В.С., Косых В.П., Перетягин Г.И., Спектор А.А. Цифровая обработка изображений в информационных системах: Учебное пособие.- Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. - 168.

2. Abdelbaset, R., El-Sehrawy, Y., Morsy, O.E. et al. CMOS based capacitive sensor matrix for characterizing and tracking of biological cells. Sci Rep 12, 13839 (2022). <https://doi.org/10.1038/s41598-022-18005-1>

3. Спеціальні розділи теорії автоматичного керування. Практикум [Електронний ресурс]: навч. посіб. для здобув. спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» / КПІ ім. Ігоря Сікорського: А.І. Жученко, А.Ю. Сазонов, І.Ю. Черепенська – (1 файл 2,4 Мбайт). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 99 с.

4. Купріянич І.П. Фотограмметрія та дистанційне зондування: навч. посіб. Для студ. ВНЗ // І.П. Купріянич, Є.В. Бутенко. К.: МВЦ «Медінформ», 2013. 392 с.

Анотація

Описано побудову відеосистеми визначення положення рухомого об'єкту у просторі. Зазначено основні засади функціонування такої системи та розглянуто математичну модель визначення координат точки у просторі.

Ключові слова: стереозір, відеозображення, визначення координат, рухома ціль.

Abstract

The paper describes construction of a video system for determining the position of a target in space is. The basic principles of the functioning of such a system are indicated and the mathematical model of determining the coordinates of a point in space is considered.

Keywords: stereo vision, video, coordinate determination, moving target.

DETECTION OF MOVING OBJECTS IN VIDEO SEQUENCES USING METHOD OF INTER-FRAME DIFFERENCES

*Tykhomyrov M.S., Master's student; Vyshnevyi S.V., Cand. Sc. (Technology)
National Technical University of Ukraine
"Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, Ukraine*

Technical vision systems are increasingly used in various fields in which information is presented in the form of digital images or video sequences. The fields of use where it is necessary to process video sequences or a series of digital images include the field of surveillance and protection, as well as the field of access control to a certain object which involves not only control of access to the perimeter of the object but also control airspace in order to prevent different objects from entering to controlled space [1]. Different artificial moving objects that equipped with digital cameras can be used for industrial espionage and perform unauthorized photo or video recording of an object of interest and can be used for the purpose of invading a person's private life as well as for surveillance and data collection [2]. A significant progress in the development of technologies in recent decades has allowed the creation of small-sized digital cameras belonging to the class of consumer electronics which can be installed in different moving objects that can be used for illegal activity.

This leads to the need to create appropriate systems that would allow control of the space within the respective object which is under guard or where it is necessary to control areas from invading unauthorized moving objects.

Usually, systems aimed for detection and countering the illegal movement of moving objects that could even be the products of consumer electronics industry such as small-sized remotely-controlled moving objects with digital cameras within the relevant space are installed or within adjacent to the relevant objects and such systems may use different types of sensors to detect the vehicles or other types of moving objects to detect them in the relevant sector of view. In such systems radar methods of target detection can be used to survey remotely-controlled moving objects using for that purposes control signals and telemetry signals that are transmitted to the control panel of the human operator that operates such remote vehicle in the corresponding frequency band. In addition, sound sensors can also be used which must record the noise created by the engines of the vehicle. The integration of measurements allows expanding the range and nature of the received data, which can be used to increase the accuracy of detection of moving objects [3, 4].

Optical sensors for detecting moving objects can act as the main and auxiliary source of information in object detection systems. There are a number of factors that can negatively affect the operation of the optical system for detecting moving objects [5]. These factors include:

— the influence of stationary objects which do not belong to objects of interest and can affect the level of accuracy of the system of detecting moving objects. Such stationary objects include clouds and trees which can significantly complicate the assessment of the background of the analytic scene;

— the influence of moving objects, for example, birds, cars, people as well as airplanes and helicopters which may be at a significant distance from the object or territory under protection, and where a suitable optical system for the detection of moving objects is installed, but when they are registered on a digital image such moving distant objects can be commensurate with the images of a moving object that violates access rules and this leads to the increasing of erroneous decision.

The functioning of the optical system for the detection of moving objects is based on the implementation of the following steps:

1. Evaluation of the background of the observation scene.
2. Detection of moving objects in a series of digital images and video sequences.
3. Classification of moving objects.
4. Notification of the operator about the probability of the appearance of a moving object in the field of view of the optical detection system.

Background estimation is the initial and one of the key stages of the operation of the optical detection system. The background estimate can be built by accumulating a series of digital images and their subsequent averaging in order to reduce the impact of minor variations in ambient brightness and image noise. The background estimate can be described by the following expression:

$$\hat{B}(k,l) = \frac{I_1(k,l) + \dots + I_T(k,l)}{T},$$

where $\hat{B}(k,l)$ — estimated background; $k = \overline{1, K}$, $l = \overline{1, L}$, where $K \times L$ — frame sizes of a video sequence or a single digital image; T — the total number of frames of the video sequence or digital images used to form the background estimate $\hat{B}(k,l)$.

Detection of moving objects within a frame of a video sequence can be performed using the inter-frame difference method in which the previously estimated background is subtracted from the current frame:

$$D(k,l) = |S(k,l) - \hat{B}(k,l)|,$$

where $D(k,l)$ — difference image that may contain pixels that refer to a moving object in the image; $S(k,l)$ — analysis scene; $\hat{B}(k,l)$ — pre-estimated background.

After obtaining the difference image it must be subjected to threshold processing in order to display only those pixels related to the moving object on the resulting binary image. After that, the selected area with a moving object should

be subjected to the next stage of processing — classification. This step can be performed, for example, using correlation analysis or using neural networks or other approaches [4]. The integration of sensor measurements can be used to reduce the probability of a false alarm and improve the functioning of such systems. Methods for detecting and classifying moving objects may require the availability of a suitable database with samples of images of the objects of interest.

References

1. Rashidan M.A. Detection of Different Classes Moving Object in Public Surveillance Using Artificial Neural Network (ANN) / M.A. Rashidan, Y.M. Mustafah, S.B.A. Hamid, N.A. Zainuddin, N.N.A. Aziz // 2014 Int. Conf on Computer and Communication Engineering: 23–25 Sept. 2014, — Kuala Lumpur, Malaysia. — P. 240–242.
2. Tian Y. Cost-Effective NLOS Detection for Privacy Invasion Attacks by Consumer Drones / Y. Tian, L. Njilla, A. Raja, J. Yuan, S. Yu, A. Steinbacher, T. Tong, J. Tinsley // 2019 IEEE/AIAA 38th Digital Avionics Systems Conference (DASC): 08–12 Sept. 2019, — San Diego, CA, USA, 2019.
3. Deng Z. Super Resolution Detection Method of Moving Object Based on Optical Image Fusion with MMW Radar / Z. Deng, Z. Cui, Z. Cao // 2022 IEEE Int. Conf. Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS2022): 17–22 Jul. 2022, — Kuala Lumpur, Malaysia.
4. Garcia. A.N. Anti-Drone System: A Visual-based Drone Detection Using Neural Networks / A.N. Garcia, J.M. Lee, D.S. Kim // 2020 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC): 21–23 Oct. 2020, — Jeju, Soth Korea, 2020. — P. 559–561.
5. Syed Shazali S.T. Motion Detection Using Periodic Background Estimation Subtractions Method / S.T. Syed Shazali, W.L. Cheong, S. Mohamaddan, A.M.N. Abh Kamaruddin, A. Yassin, K. Case // 2011 7th International Conference on Information Technology in Asia: 12–13 Jul. 2011, — Sarawak, Malaysia, 2011.

Анотація

Розглянуто можливість застосування методу міжкадрової різниці для виявлення рухомих об'єктів на основі аналізу серії цифрових зображень або відеопослідовностей з метою виявлення об'єктів інтересу в системах моніторингу та контролю за територією спостереження, що знаходиться під охороною. Наведено кроки обробки відеоданих в подібних системах відеоспостереження, які необхідно виконувати для реалізації процесу виявлення рухомих об'єктів.

Ключові слова: цифрове зображення, міжкадрова різниця, рухомий об'єкт.

Abstract

The possibility of using the inter-frame difference method to detect moving objects based on the analysis of a series of digital images or video sequences for the purpose of detecting objects of interest in monitoring and control systems for the surveillance territory under guard is considered. The steps of processing video data in video surveillance systems which must be performed to implement the process of detection of moving objects are given.

Keywords: digital image, inter-frame difference, moving object.

ФЕРИТОВИЙ ХВИЛЕВІДНИЙ ВЕНТИЛЬ ТА ЦИРКУЛЯТОР ДЛЯ ДІАПАЗОНУ ЧАСТОТ 2.0-3.0 ГГц

Філобченко Є.В., Луцкевич В.А., Луцкевич Вол.А.,
Пільтяй С.І., к.т.н., доцент; Булашенко А.В.
Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, Ukraine

Ефективне багатоканальне перемикання та формування променя в антенних решітках та радіолокаційних пристроях виконується невзаємними хвильовими компонентами [1-5]. Сучасні фазообертачі [6], циркулятори [7], поляризатори [8, 9] та вентилі [10] засновані на феритових вставках або навантаженнях в хвильоводах та об'ємних резонаторах. Отже, застосування невзаємних фізичних ефектів у феритах для розробки хвильових компонентів дозволяє створювати високоефективні радіотехнічні, радіолокаційні, вимірювальні та телекомунікаційні системи з моноімпульсною або одноантенною роботою.

За допомогою програми моделювання були розроблені конструкції вентиля та циркулятора. Розрахункові характеристики вентиля наведено на рис. 1 для діапазону частот 2,7–3,0 ГГц.

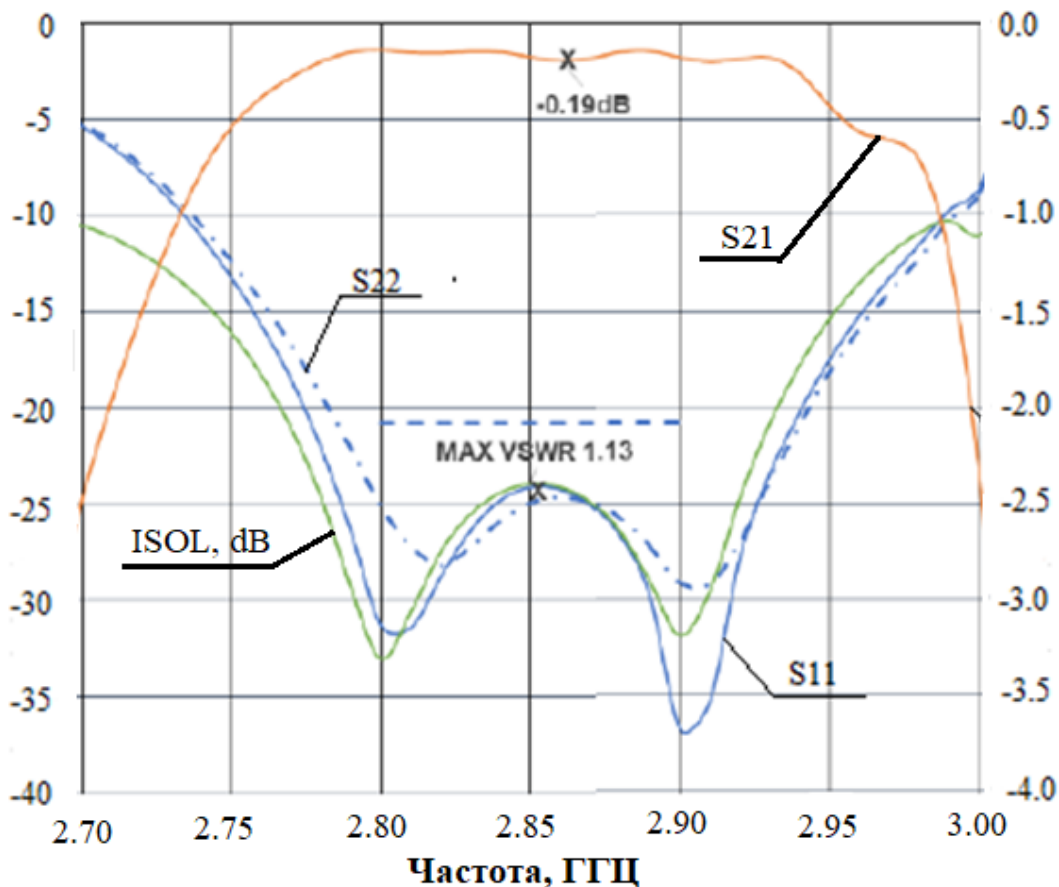


Рис. 1. Частотні характеристики вентиля

Таким чином, розв'язка розробленого пристрою перевищує 23 дБ у робочому діапазоні частот 2,8–2,9 ГГц. Коефіцієнти відбиття обох портів менше - 23 дБ. У робочому діапазоні коефіцієнт стійної хвилі за напругою краще ніж 1,2. Внесені втрати вентиля менше -0,2 дБ. Розроблений пристрій може бути використаний для ізоляції хвильоводних каналів в телекомунікаційних системах зв'язку.

Хвилевідний феритовий ізолятор є узгоджений невзаємний двопортовий пристрій, який не створює значного загасання для хвилі, що поширюється по лінії передачі в одному (прямому) напрямку, але вносить велике загасання для інший (зворотний) напрямком поширення електромагнітної енергії. Циркулятор є невзаємний багатопортовий пристрій, в якому потік енергії між сусідніми вхідними портами відбувається у певному напрямку, що залежить від орієнтації зовнішнього магнітного поля, що намагнічує ферит.

Розрахункові характеристики феритового хвильоводного циркулятора наведені на рис. 2.

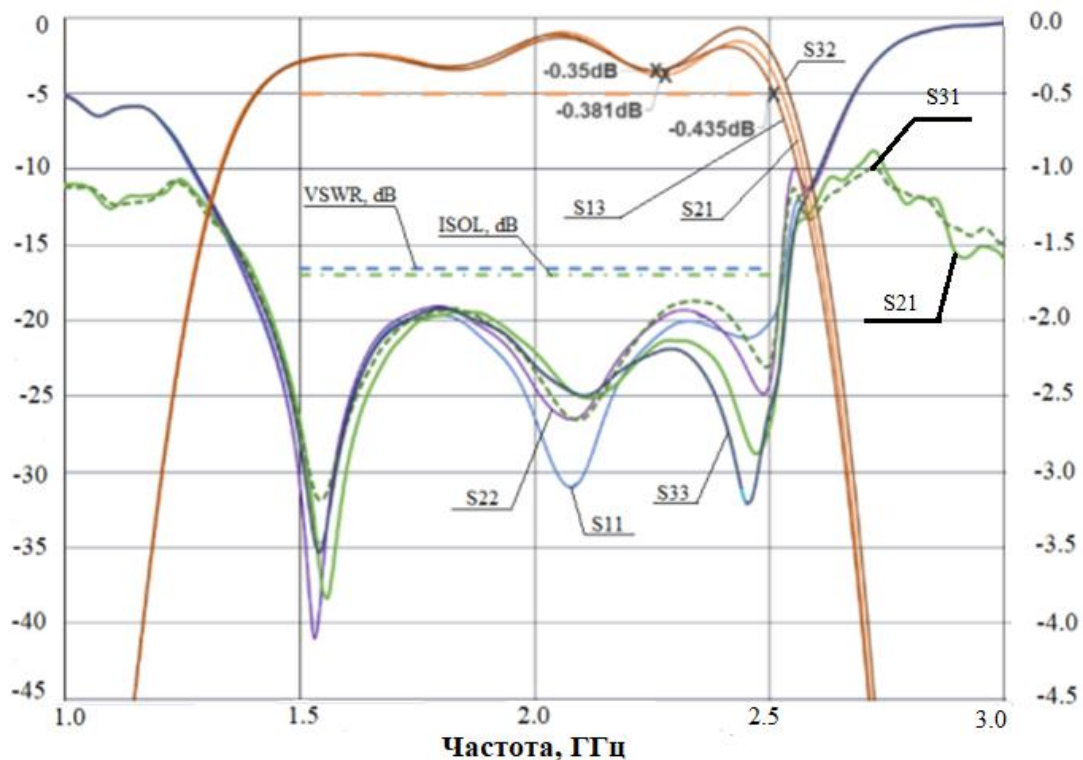


Рис. 2. Частотні характеристики циркулятора

Моделювання проводили в діапазоні частот 1,0–3,0 ГГц. Спроекований пристрій забезпечує хорошу зворотну ізоляцію всіх портів, що становить більше 17 дБ в робочому діапазоні 1,5–2,5 ГГц. При цьому всі коефіцієнти відбиття циркулятора менше -18 дБ. Внесені втрати менше -0,4 дБ. Розроблений циркулятор можна використовувати в мікрохвильових радарх і телекомунікаційних системах.

Таким чином, розроблені пристрої забезпечують ефективну зворотну розв'язку та відповідну продуктивність. Розв'язка вище 17 дБ. У робочих діапазонах коефіцієнт стійкої хвилі за напругою краще 1,2. Розроблені хвилевідні компоненти будуть застосовані в сучасних радарях та телекомунікаційних системах зв'язку широкого призначення.

Перелік посилань

1. G. Addamo et al., "3D printing of a monolithic K/Ka-band dual-circular polarization antenna-feeding network," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 88243–88255, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3089826.
2. Bulashenko A.V. Combined criterion for the choice of routing based on D2D technology / A.V. Bulashenko, // *Radio Electronics, Computer Science, Control.* – 2021. – Vol. 1. – pp. 7-13. DOI: 10.15588/1607-3274-2021-1-1.
3. Bulashenko A.V. Waveguide polarizer with three irises for antennas of satellite television systems / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, H.S. Kushnir, O.V. Bulashenko // *Science-Based Technologies.* – 2021. – Vol. 49., no. 1. – pp. 39–48. DOI: 10.18372/2310-5461.49.15290.
4. Bulashenko A.V. Simulation of compact polarizers for satellite telecommunication systems with the account of thickness of irises / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, I.V. Demchenko // *KPI Science news.* – 2021. – Vol. 1. – pp. 7–15. DOI: 10.20535/kpispn.2021.1.231202.
5. Bulashenko A.V. Resource allocation for low-power devices of M2M technology in 5G networks / A.V. Bulashenko // *KPI Science news.* – 2020. – Vol. 3. – pp. 7–13. DOI: 10.20535/kpispn.2020.3.203863.
6. Farahani M. A novel hedgehog waveguide and its application in designing a phase shifter compatible with hollow waveguide technology / M. Farahani, M. Nedil, T.A. Denidni // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – 2019. – Vol. 67, no. 10. – pp. 4107–4117. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2929044.
7. Hao T. Design of 1.9 GHz-2 GHz microstrip circulator based on ferrite material / T. Hao, Z. Dong, Q. Huang // *12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), Hangzhou, China.* 2018. DOI: 10.23919/EuCAP51087.2021.9411096.
8. Bulashenko A.V. Waveguide polarizer for radar and satellite systems / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, Y.I. Kalinichenko, I.V. Zabegalov // *Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia.* – 2021. – Vol. 86. – pp. 5-13. DOI: 10.20535/RADAP.2021.86.5-13.
9. Ahmed M.G. Ferrite isolator based on dual non-reciprocal mode converting in rectangular waveguide / M.G. Ahmed, M.M.M. Ali, S.I. Shams et all // *15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Dusseldorf, Germany.* 2021. DOI: 10.23919/EuCAP51087.2021.9411096.

Анотація

Представлені результати розробки феритових хвилевідних циркуляторів та ізоляторів в діапазоні від 2.0 ГГц до 3.0 ГГц.

Ключові слова: ізолятор, циркулятор, хвилевод.

Abstract

The results of the development of ferrite waveguide circulators and insulators are presented in the range from 2.0 GHz to 3.0 GHz.

Keywords: isolator, circulator, waveguide.

ОСОБЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ШИРОКОПОЛОСНИХ СИГНАЛІВ ЛЧМ В РЛС З ЦИФРОВИМИ АНТЕННИМИ РЕШІТКАМИ

*Чмельов В. О. к. т. н., доцент, Катін П.Ю к. т. н., доцент
Національний технічний університет України “Київський політехнічний
інститут імені Ігоря Сікорського”, м. Київ, Україна*

Побудова сучасних радіолокаційних систем (РЛС) з великою дальністю виявлення цілей, високою точністю визначення їх координат, а також з ефективними засобами подавлення завад може бути досягнуто за рахунок використання широкополосних і надширокополосних (ШП) сигналів і цифрових фазованих антенних решіток (ЦАР). Але, при застосуванні ШП сигналів виникає проблема просторово-часової обробки сигналів в лінійних ЦАР [1, стр.27]. Радіолокаційні сигнали за просторовими властивостями відносно ЦАР поділяються на просторово-широкополосні і просторово-вузькополосні. Для просторово-вузькополосних сигналів вплив різниці часу розповсюдження сигналів по апертурі ЦАР на комплексну огинаючу сигналу можна не зважати. При цьому виконується умова:

$$\tau_{кор} = \frac{1}{\Delta F} \gg \frac{L_{max}}{C} \sin(\Theta) = t_{AP} \quad (1),$$

де $\tau_{кор} = \frac{1}{\Delta F}$ - час кореляції сигналу, ΔF - ширина спектру сигналу, L_{max} - максимальний розмір апертури антени, Θ - кут приходу плоского фронту хвилі, або кут нахилу основної пелюстки діаграми спрямованості (ДН) антени відносно перпендикуляру до площини ЦАР, C – швидкість світла, t_{AP} - час розповсюдження сигналу вздовж апертури антени.

Відповідно, для просторово-широкополосного сигналу умова (1) буде мати вид: $\tau_{кор} C = \frac{C}{\Delta F} \ll L_{max} \sin(\Theta)$.

Це означає, що для ШП сигналу «просторова довжина» $= \tau_{кор} C$ багато менше приведенного розміру апертури ЦАР, і для просторово-широкополосного сигналу умова (1) не виконується. Тому, аналіз роботи ЦАР, та їх синтез зазвичай здійснюють для просторово-вузькополосних сигналів.

Основною метою даної роботи є визначення підходу для синтезу РЛС з ЦАР, в якій реалізована просторово-часова обробка надширокополосного сигналу, і проблема, яка визначається умовою (1), буде вирішена.

В сучасних РЛС широко використовується один із видів ШП сигналів - лінійно-частотна модульований (ЛЧМ) сигнал, який напишемо виразом:

$$u(t) = u_o \cos(2\pi f_n t \pm \frac{\pi \Delta F}{t_u} t^2 + \varphi_o), \quad 0 < t \leq t_u$$

де $u_o, f_n, \Delta F, t_u, \varphi_o$ – амплітуда, початкова частота, девіація частоти, тривалість і початкова фаза ЛЧМ радіоімпульсу.

Для аналізу можливості використання ШП ЛЧМ сигналу в РЛС з ЦАР, будемо окремо розглядати процес випромінювання та прийому сигналів. А також, у якості елемента ЦАР буде застосовуватися широкополосна антена типу Вівальді..

В режимі випромінювання ЛЧМ сигналу необхідно подолати обмеження, які накладає умова (1). Для цього пропонується подавати на вхід ЦАР не сам ЛЧМ сигнал, а послідовність дискретних сегментів, що складають ЛЧМ сигнал. Для цього проведемо декомпозицію спектра всього ЛЧМ сигналу на сегменти за умовою, що ширина спектру ЛЧМ сегмента буде менше ΔF - ширини спектру сигналу в формулі (1).

Визначимо дискретний спектр ЛЧМ сигналу на основі дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) [4, стр.480].

$$X(n\omega_o) = \sum_{m=0}^{M-1} u(mt_o) e^{-jn\omega_o mt_o} \quad (2)$$

де $\omega_o = 2\pi/Mt_o$ - частотний інтервал між сусідніми складовими дискретного спектру ЛЧМ сигналу, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm (M-1)/2$, $M = t_u/t_o$.

Особливість ЛЧМ сигналу та його дискретного спектру, якраз і відкривають нам можливість провести його декомпозицію.

Таким чином, використання лінійних властивостей спектру сигналу, на вхід ЦАР с інтервалом часу t_c будуть поступати вузькополосні сегменти ЛЧМ сигналу, де ω_n , - середня частота сегменту ЛЧМ сигналу.

В процесі випромінювання ЦАР, в кожному окремому випадку, буде випромінювати сегмент ЛЧМ сигналу, и виконувати умову (1). Але при цьому, в наслідок частотної залежності ДН ЦАР, буде змінюватися кут нахилу основної пелюстки Θ . У процесі роботі ЦАР, сигналу $\dot{S}(t) = U e^{j(\omega t + \varphi_o)}$ ставиться відповідно кожному елементу ЦАР сигнал,

$$\dot{S}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \dot{S}(t) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} k d \sin \Theta} = \sum_{k=0}^{K-1} \dot{S}(t) e^{j \Delta \varphi k} \quad (3),$$

де, $\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \Theta$ - різниця фаз між сигналами в сусідніх елементах ЦАР, d - відстань між елементами ЦАР, λ - довжина хвилі, k – номер елемента ЦАР $k=0,1,2 \dots K-1$.

Щоб забезпечити постійний кут Θ , визначимо коефіцієнт корекції для різниці фаз між елементами ЦАР при випромінюванні сусідніх сегментів ЛЧМ сигналів з врахуванням (2) і (3):

$$\Delta\varphi_n = \frac{\omega_n}{c} d \sin \Theta, \quad \Delta\varphi_{n+1} = \frac{\omega_{n+1}}{c} d \sin \Theta, \quad \sin \Theta = \frac{\Delta\varphi_n c}{\omega_n d} = \frac{\Delta\varphi_{n+1} c}{\omega_{n+1} d}, \quad \frac{\Delta\varphi_n}{\omega_n} = \frac{\Delta\varphi_{n+1}}{\omega_{n+1}},$$

$$\Delta\varphi_{n+1} = \Delta\varphi_n \frac{\omega_{n+1}}{\omega_n}, \quad \Delta\varphi_n = \Delta\varphi_{n-1} K_{кор}, \quad K_{кор} = \frac{\omega_n}{\omega_{n-1}} \quad (4).$$

Для визначення зміни ширини основної пелюстки ДН ЦАР в залежності від зміни частоти ω_n прийемо $\Theta = 0$ з врахуванням (3) і [5, стр.50]

напишемо $2\Theta_{0.5Pn} \approx 51^\circ \frac{\lambda_n}{Kd} = 51^\circ \frac{c}{f_n Kd}, \quad 2\Theta_{0.5Pn-1} \approx 51^\circ \frac{\lambda_{n-1}}{Kd} = 51^\circ \frac{c}{f_{n-1} Kd},$

$$2(\Theta_{0.5Pn} - \Theta_{0.5Pn-1}) = 51^\circ \frac{c}{Kd} \left(\frac{1}{f_n} - \frac{1}{f_{n-1}} \right), \quad 2\Delta\Theta_{0.5P} = 51^\circ \frac{c}{Kd} \left(\frac{f_{n-1} - f_n}{f_n f_{n-1}} \right),$$

зміну ширини ДН у вигляді

$$2\Theta_{0.5Pn} = 2(\Theta_{0.5Pn-1} + \Delta\Theta_{0.5P}) \quad (5).$$

Аналіз виразу (5) показує, що при випромінюванні сегментів ЛЧМ, ширина основної пелюстки ДН ЦАР буде послідовно ставати вужчою з збільшенням номеру сегмента ЛЧМ сигналу з права від ω_{cp} - середня частота всього ЛЧМ сигналу, і послідовно ставати більшою зі зменшенням номеру сегменту ЛЧМ сигналу вліво від ω_{cp} . При цьому, з врахуванням виразу $d = \lambda_{\min}/2 = c/(2f_{\max}) = ct_0$ повинно виконуватися умова єдиної основної пелюстки ДН ЦАР [5, стр.45] $\lambda_{\min}/2 \leq d < \lambda_n$, де $\lambda_{\min}, \lambda_n$ - довжина хвилі, яка відповідає максимальній та іншим частотам спектральних складових сегменту ЛЧМ сигналу.

У режимі прийому відбитих від цілі ЛЧМ сигналів, обробку сигналів пропонується провести в частотному вимірі. Для цього в кожному каналі ЦАР необхідно виконати ДПФ. В наслідок синхронної роботи цифрових пристроїв, спектральні складові дискретного спектру прийнятого сигналу в усіх каналах ЦАР будуть знаходитися на однакових позиціях у векторі. Тому, для забезпечення синфазного складання відповідних спектральних складових кожного каналу ЦАР, можемо використати коефіцієнти фазового здвигу сигналів в каналах ЦАР, які були визначені при випромінюванні кожного сегменту ЛЧМ сигналу. У результаті отримаємо дискретний спектр прийнятого ЛЧМ сигналу, який прийшов під кутом Θ нахилу головної пелюстки ДН ЦАР.

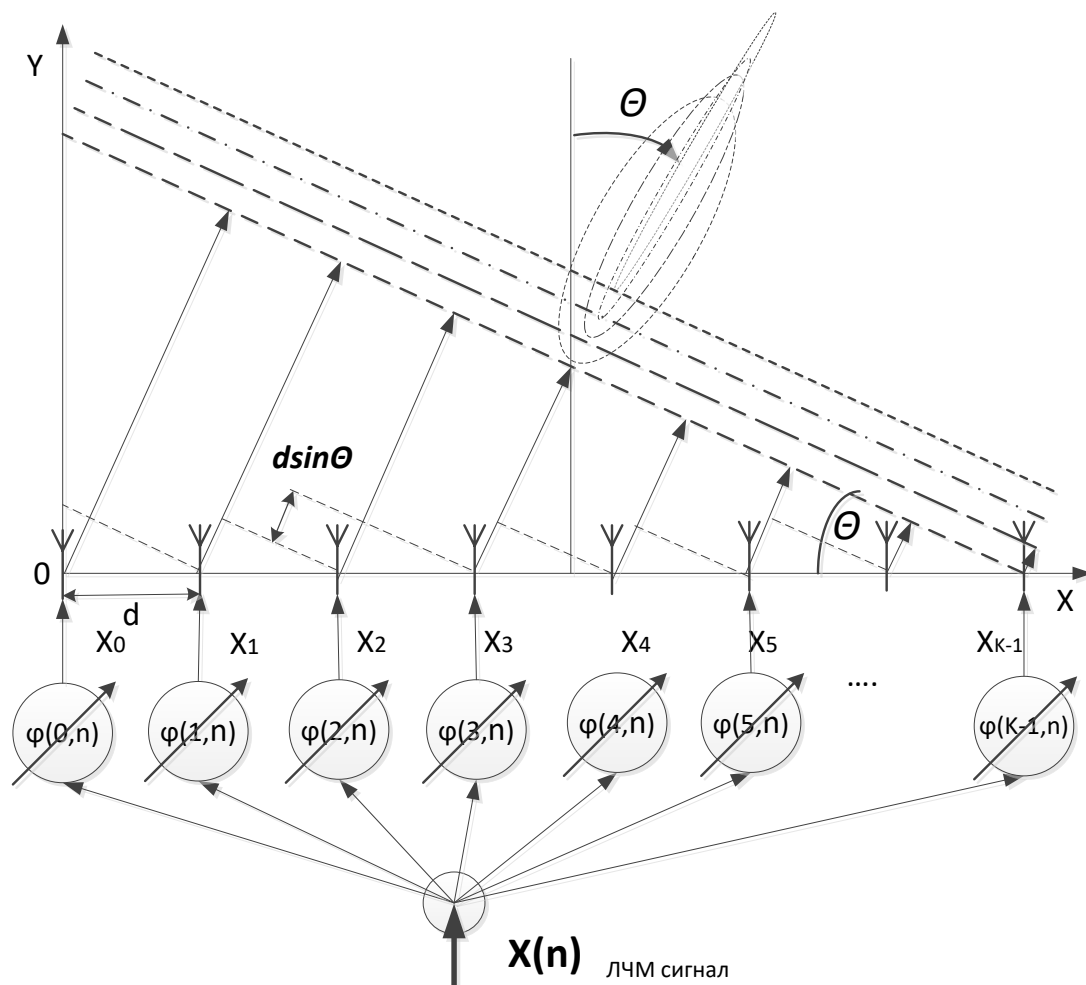


Рисунок 1. Зміна ДН ЦАР при послідовному випромінюванні складових сегментів ЛЧМ сигналу

Для врахування ефекту Доплера, який буде вносити зміни в спектр відбитого ЛЧМ сигналу від рухомої цілі, необхідно передбачати ширину спектру, з яким буде працювати ЦАР:

$$\Delta F' = \Delta F + 2F_{D_{\max}},$$

де $F_{D_{\max}} = 2V_{\max} / \lambda$ - максимальна частота Доплера, яка відповідає очікуваній максимальній швидкості радіолокаційній цілі V_{\max} . При цьому, відсутні складові дискретного спектру сигналу будуть заповнюватися нулями.

В результаті на виході ЦАР буде зібраний надширокополосний ЛЧМ сигнал з великою базою.

Висновок

В запропонований роботі підхід до використання надширокополосного сигналу в ЦАР дозволить обійти умову, яка обмежує використання ЦАР у

зв'язку з залежністю їх параметрів від частоти сигналу.

У процесі роботи вдалося не допустити неконтрольовану зміну кута нахилу основної пелюстки ДН ЦАР, но при цьому приходиться змиритися з деякими змінами ширини пелюстки.

Радіолокаційні системи, які будуть використовувати запропонований підхід, в повній мірі можуть використовувати усі переваги надширокополосних ЛЧМ сигналів для поліпшення роздільної здатності, захисту від завад та інших тактико-технічних характеристик.

Література

1 Robert J. Mailloux. Phased Array Antenna / Mailloux Robert J. / Handbook, 3rd ed. Boston: Artech House 2018.

2 Р. Hariharan Optical Holography; Principles, techniques and applications, Cambridge University Press, New York, 1996.

3 Виноградов Н.А. Справочник по устройствам цифровой обработки информации / Н.А. Виноградов, В.Н. Яковлев, В.В. Воскресенский и др. – К. : Техник, 1988.-415с.

4 Cichoci A. Adaptive blind signal and image processing / A. Cichoci, S. Amari – John Wiley & Sons Ltd., - 2002. – 587р.

5 Lee Jhong S. Miller Leonard E. CDMA systems engineering handbook. Boston, London: Artech House, 1998. 1228р.

Анотація

Запропоновано підхід до синтезу РЛС з цифровими антенними решітками, які в повній мірі можуть використовувати усі переваги надширокополосних ЛЧМ сигналів для поліпшення роздільної здатності, захисту від завад, та інших тактико-технічних характеристик.

Ключові слова: РЛС, ЦАР, ЛЧМ.

Abstract

An approach to the synthesis of radars with digital antenna arrays is proposed, which can fully use all the advantages of ultra-broadband LFM signals to improve resolution, protection against interference, and other tactical and technical characteristics.

Keywords: Radar, DAA, LFM.

Секція 2. 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

АРХІТЕКТУРА УНІВЕРСАЛЬНИХ СКРИПТІВ UNITY НА ОСНОВІ ПАТЕРНУ “СТАН”

*Алексеев М.А., студ.; Галайко Д.О., студ.; Гриник В. О., студ.;
Катін П.Ю. к.т.н., доц.; Харенко О.С., студ.
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
Київ, Україна*

На теперішній час актуальними і розповсюдженими для створення різного роду ігрових програмних продуктів (ІПП) є ігрові рушії. Програмна складова ІПП Unity звичайно поєднує у себе декілька технологій, однією з яких є програмна система у вигляді ігрового скрипта (ІС) на основі мови програмування C#. Програмна частина типового ІПП Unity, що представлена у вигляді скриптів, являє собою великий обсяг коду, який доцільно будувати у викладі типової програмної архітектури (ТПА). До ігрових програмних продуктів Unity зі складними ТПА можна віднести: ігри, системи емуляції управління рухом наземних і повітряних об'єктів, медичні системи, архітектурні рішення, тощо. Оскільки сучасні ТПА у багатьох випадках поєднують у себе декілька парадигм програмування, їх формалізований опис є актуальним завданням для документування, математичного аналізу і налагодження.

Для вирішення задачі формалізації ТПА у вигляді UML введемо обмеження. Первинний шаблон ІПП реалізований типовим первинним програмним шаблоном, що містить функцію (метод) Update [1], який оновлюється з кожним кадром. Всі інші методи, що оновлюються у Unity, не враховуються, для забезпечення загального характеру досліджень.

Потрібно розробити формальний опис у вигляді УМП універсального скрипту Unity на основі патерну Стан у процедурній парадигмі для реалізації ТПА ігрового рушія.

За результатом останніх досліджень робимо висновок щодо відсутності готового рішення формального опису шаблону Стан у ТПА ігрового рішення. У відомих джерелах не враховані його особливості. А метою доповіді є формальний опис шаблону Стан з урахуванням особливостей типового ігрового рушія для документування, математичного аналізу і налагодження ІПП. Рішення також може бути корисним для визначення правильних абстракцій, визначення можливого набору поведінок ігрових предметів та написання невеликих універсальних скриптів, які можна буде легко комбінувати для побудови нових ТПА Unity.

На прикладі типової діаграми станів ІПП (рис. 1) показані наступні стани ігрового процесу, що можуть бути універсальними для багатьох ігор

в різних сценах:

- Pause, стан паузи у процесі гри;
- Play, безпосередньо процес гри;
- Victory, отримання перемоги у ході гри або перехід на новий рівень;
- Lose, отримання програшу;
- MainMenu, вихід у головне меню.

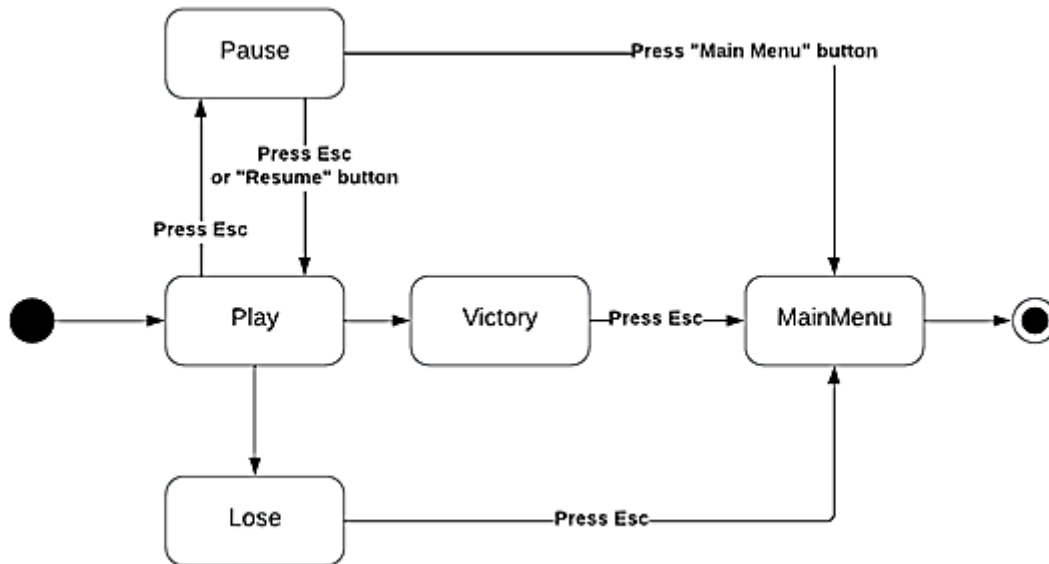


Рисунок 1. Типова діаграма станів ІПП

Проте формальний опис у вигляді диграми станів не враховує особливостей роботи ігрового рушія, що відрізняє ТПА ігрового програмного рішення від звичайних програм. Модель рішення, що показана на рис.1, містить типові стани одного з елементів ІПП. Вона є подібною для всіх проаналізованих випадків [2-4, 6], і не відображає особливостей ТПА Unity з урахуванням особливостей ігрового рушія.

Теоретичний опис шаблону Стан відповідає математичній моделі кінцевого автомату (КА). Для того, щоб зв'язати програмне рішення з класичною моделлю КА скористуємося результатами, що наведені у [3].

Кінцевий автомат призначено для варіювання поведінки в залежності від внутрішнього стану програми. Якщо під час виконання програми поведінка повинна змінюватись і в коді наявні складні умовні оператори, що залежать від стану програми, то використання шаблону Стан дозволяє значно спростити такий код. Другим важливим елементом формалізації є те, що деякі скрипти можуть бути універсальними для розробки ТПА Unity для різних сцен.

Діаграма послідовності демонструє запуск ІПП на базі рушія Unity. На першій послідовності продемонстрована робота методу Start і створення екземпляру класу GameManager. Після однократного спрацьовування методу Start управління передається до методу Update класу GameManager,

який є обов'язковим для переходу між станами патерну. Далі починається робота ІПП. Під час роботи з кожним кадром активується метод Update класу GameManager і відбувається перехід (дається можливість переходу) між станами КА.

На прикладі типової діаграми послідовності ІПП показані стани ігрового процесу, з урахуванням часу їх виконання для універсального скрипта, що може бути корисним і універсальним для різних сцен і ІПП.

В результаті проведених досліджень виявлено, що діаграми послідовності дає можливість формалізувати універсальні скрипти Unity на основі патерну "Стан", з урахуванням часу і послідовності їх виконання, що може бути корисним і універсальним для різних сцен і ІПП. Крім того ураховуються особливості роботи ігрового рушія.

Перелік посилань

1. <https://docs.unity3d.com/ScriptReference/MonoBehaviour.Update.html>
2. Chmelov V.O., Katin P.Y. and Shemaev V.M. Development of typical "State" software patterns for Cortex-M microcontrollers in real time// Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 2020, 3(9 (105)), pp. 29-38.
3. Katin P.Y. Development of variant of software architecture implementation for low-power general purpose microcontrollers by finite state machines// EUREKA: Physics and Engineering, 2017, 3, pp. 49–55.
4. P. Y. Katin and O. A. Pokhylenko, "Typical "State" Software Patterns for Creating Cortex-M Microcontroller System Software Infrastructure in Real Time Embedded Systems," (in Ukrainian), Elektron. Model, vol. 43, no. 2, pp. 51-67, 2021. [Online]. Available: <https://www.emodel.org.ua/en/archive/2021/43-2/43-2-5>.
5. Альперт С. І., Альперт М. І., Катін П. Ю., Літвінова Н. О. Програмно-апаратна інфраструктура наземної автономної платформи з елементами штучного інтелекту // Математичні машини і системи, 2021, № 1. 24-31с. http://www.immsp.kiev.ua/publications/articles/2021/2021_1/01_21_Alpert.pdf
6. D. Baron, Game Development Patterns with Unity 2021 - Second Edition. Birmingham, UK: Packt Publishing, 2021.

Анотація

Проаналізовано діаграми послідовності для можливості формалізувати універсальні скрипти Unity на основі патерну "Стан", з урахуванням часу, особливості роботи ігрового рушія.

Ключові слова: типова програмна архітектура, універсальний скрипт Unity, діаграма послідовності, формалізація програмного забезпечення, патерн Стан, ігровий програмний продукт.

Abstract

Sequence diagrams were analyzed for the possibility of formalizing universal Unity scripts based on the "State" pattern, taking into account time, features of the game engine.

Keywords: typical software architecture, Unity universal script, sequence diagram, software formalization, Stan pattern, game software product.

ОСОБЛИВОСТІ СТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ РОЗПІЗНАВАННЯ МОВИ НА ОСНОВІ НЕЙРОННИХ МЕРЕЖ

*Борисов Г.О. асп.; Трапезон К. О., к.т.н., доц.
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
м. Київ, Україна*

Нейронні мережі – це обчислювальні моделі, в яких множина простих блоків (нейронів) паралельно функціонують за умови відсутності центрального керуючого блоку [3]. В останні декілька років у численних областях науки і техніки все більшої популярності набуває використання нейронних мереж при вирішенні різноманітних прикладних задач. Особливий інтерес викликають електронні системи розпізнавання мови.

Предметом розгляду даної роботи є розгляд рекурентної нейронної мережі, як основи для створення електронної системи розпізнавання мовних сигналів, а також розроблення програмного алгоритму на основі фреймворку для реалізації нейронної мережі, її тестування та навчання.

В рамках дослідження побудуємо алгоритм взаємодії ланок рекурентної нейронної мережі для розпізнавання словосполучень на основі інструментів та бібліотек об'єктно-орієнтованого програмування `python`. Спочатку імпортуємо бібліотеки-модулі `librosa`, а з підключеного таким чином фреймворку `Keras` завантажуюмо складові нейронної мережі `sequential`, `LSTM`, `Dense`. Використання можливостей фреймворку `Keras` дозволяє побудувати систему розпізнавання мови [1]. На основі цих складових підключаються програмні можливості з акустичного аналізу вхідного сигналу. Для імітації особливостей сприйняття звуку людиною при виділенні ознак у дослідженні будемо використовувати мел-кепстральні коефіцієнти [2].

```
import librosa
from os import listdir
import numpy as np
from sklearn.model_selection import train_test_split
from keras.models import Sequential
from keras.layers import Dense, LSTM
```

Після цього, завантажуюмо тестові сигнали для роботи нейронної мережі – українські словосполучення, які записано через мікрофон. Але до цього, необхідно розрахувати функцію MFCC (мел-кепстральні коефіцієнти), яка враховує звукове сприйняття сигналів слуховою системою людини:

```
def
loadSound(path):
soundList = listdir(path)
loadedSound = []
for sound in soundList:
    Y, sr = librosa.load(path + sound)
    loadedSound.append(librosa.feature.mfcc(Y, sr=sr))
```



```
return np.array(loadedSound)
```

Тестові сигнали визначаються на основі наступного частину коду алгоритму:

```
first = loadSound('./ukr one/')
two = loadSound('./ukr two/')
three = loadSound('./ukr three/')
X = np.concatenate((first, two, three), axis=0)
first_label = np.concatenate((np.ones(15), np.zeros(15), np.zeros(15)))
two_label = np.concatenate((np.zeros(15), np.ones(15), np.zeros(15)))
three_label = np.concatenate((np.zeros(15), np.zeros(15), np.ones(15)))
y = np.concatenate((first_label[:, None], two_label[:, None], three_label[:, None]),
axis=1)
X_train, X_test, y_train, y_test = train_test_split(X, y, test_size=0.01, random_state=20)
```

З’єднаємо ці сигнали в один блок даних на основі функції конкатенації і сформуємо мітки. Створимо два набори вхідних даних – для навчання та тестування. Додамо послідовну модель нейронної мережі LSTM (Dense – повністю з’єднані нейрони). Кількість нейронів складає з 256 до 3 (ємність моделі). Функцією активації в нашому прикладі буде функція softmax, яка нормує оцінки, перетворюючи їх у ймовірності.

```
model = Sequential()
model.add(LSTM(units=256, return_sequences=True))
model.add(LSTM(units=128, return_sequences=True))
model.add(LSTM(units=64, return_sequences=True))
model.add(LSTM(units=32))
model.add(Dense(units=128, activation='relu'))
model.add(Dense(units=64, activation='relu'))
model.add(Dense(units=32, activation='relu'))
model.add(Dense(units=3, activation='softmax'))
```

Оцінка точності роботи моделі в режимі тестування та навчання визначається наступним рядком алгоритму

```
model.compile(loss='categorical_crossentropy', optimizer='adam', metrics=['accuracy'])
```

Запустимо модель рекурентної нейронної мережі з ознаками навчання з вчителем. Кількість циклів моделі обрано на рівні 10000.

```
model.fit(X_train, y_train, epochs=10000, validation_data=(X_test, y_test))
```

```
Epoch 1/10000
1/1 [=====] - 10s 10s/step - loss: 1.1002 - accuracy: 0.2593 - val_loss: 1.0835 - val_accuracy: 0.6667
Epoch 2/10000
1/1 [=====] - 0s 90ms/step - loss: 1.0788 - accuracy: 0.7037 - val_loss: 1.0700 - val_accuracy: 0.6667
Epoch 3/10000
1/1 [=====] - 0s 87ms/step - loss: 1.0442 - accuracy: 0.8889 - val_loss: 1.0599 - val_accuracy: 0.6667
Epoch 4/10000
1/1 [=====] - 0s 88ms/step - loss: 1.0078 - accuracy: 0.9519 - val_loss: 1.0430 - val_accuracy: 0.6667
Epoch 5/10000
1/1 [=====] - 0s 91ms/step - loss: 0.9641 - accuracy: 0.9259 - val_loss: 1.0355 - val_accuracy: 0.6667
Epoch 6/10000
1/1 [=====] - 0s 92ms/step - loss: 0.9133 - accuracy: 0.9630 - val_loss: 1.0149 - val_accuracy: 0.6667
Epoch 7/10000
1/1 [=====] - 0s 88ms/step - loss: 0.8553 - accuracy: 0.9630 - val_loss: 0.9504 - val_accuracy: 0.6667
Epoch 8/10000
1/1 [=====] - 0s 90ms/step - loss: 0.7908 - accuracy: 1.0000 - val_loss: 0.8504 - val_accuracy: 1.0000
Epoch 9/10000
1/1 [=====] - 0s 78ms/step - loss: 0.7222 - accuracy: 1.0000 - val_loss: 0.7600 - val_accuracy: 1.0000
Epoch 10/10000
1/1 [=====] - 0s 125ms/step - loss: 0.6496 - accuracy: 1.0000 - val_loss: 0.6916 - val_accuracy: 1.0000
Epoch 11/10000
1/1 [=====] - 0s 99ms/step - loss: 0.5716 - accuracy: 1.0000 - val_loss: 0.6217 - val_accuracy: 1.0000
Epoch 12/10000
1/1 [=====] - 0s 90ms/step - loss: 0.4878 - accuracy: 1.0000 - val_loss: 0.5858 - val_accuracy: 1.0000
Epoch 13/10000
1/1 [=====] - 0s 92ms/step - loss: 0.4046 - accuracy: 1.0000 - val_loss: 0.6236 - val_accuracy: 0.6667
Epoch 14/10000
1/1 [=====] - 0s 83ms/step - loss: 0.3269 - accuracy: 1.0000 - val_loss: 0.6591 - val_accuracy: 0.6667
Epoch 15/10000
1/1 [=====] - 0s 83ms/step - loss: 0.2582 - accuracy: 1.0000 - val_loss: 0.6335 - val_accuracy: 0.6667
```

Рисунок 1. Результат роботи моделі нейронної мережі

За умовами побудованого програмного алгоритму мовні сигнали подаються на вхід моделі послідовно.

Тобто, три слова: “один”, “два”, “три” з різною інтонацією надходять на вхідний шар нейронної мережі. Проходячи набори вхідних да-

них відбувається її навчання, що показує рисунок 1, функція втрат поступово зменшується, а максимальна точність розпізнавання циклу з трьох слів вже досягається на 8 циклі. Тобто, можна зробити висновок, що мережа не є навантаженою і сам процес розпізнавання відбувається дуже швидко. На рисунку 2 наведемо останні кроки роботи нейронної мережі.

```
Epoch 9998/10000
1/1 [=====] - 0s 98ms/step - loss: 9.4757e-05 - accuracy: 1.0000 - val_loss: 0.0807 - val_accuracy: 1.0000
Epoch 9999/10000
1/1 [=====] - 0s 88ms/step - loss: 9.4324e-05 - accuracy: 1.0000 - val_loss: 0.0810 - val_accuracy: 1.0000
Epoch 10000/10000
1/1 [=====] - 0s 85ms/step - loss: 9.3896e-05 - accuracy: 1.0000 - val_loss: 0.0806 - val_accuracy: 1.0000
Process finished with exit code 0
```

Рисунок 2. Результат роботи моделі наприкінці

В результаті отримуємо точність роботи алгоритму на рівні приблизно $9,3 \times 10^{-5}$. При цьому, один цикл проходження зменшився до 83 мс (рис.2), тобто в результаті навчання і формування правильних гіпотез нейронна мережа працює з розпізнавання окремих слів швидше.

Література

- Beigi H. Fundamentals of speaker recognition, Recognition Technologies, Inc., Yorktown Heights, NY, US, 2011. – 942 p.
- Huang X. Spoken language processing: a guide to theory, algorithm, and system development, Prentice Hall : PTR, 2001. – 936 p.
- Gulli A., Pal S. Deep Learning with Keras, Packt Publishing, 2017. – 318 p.

Анотація

Побудовано схему електронної системи розпізнавання і на її основі створено програмний алгоритм з підключенням спеціальних бібліотек-модулів. В якості перевірки моделі нейронної мережі обрано три слова і показано, що створений алгоритм досягає цілі за критерієм високої точності та мінімумом функції втрат вже на 8 циклі роботи. Точність роботи алгоритму на рівні приблизно $9,3 \times 10^{-5}$. Отримані результати дозволяють стверджувати про здатність створеної моделі до розпізнавання складних мовних фонетичних конструкцій з включенням іноземних слів.

Ключові слова: нейронні мережі, система розпізнавання мови, сигнал, аудіо, оброблення, фреймворк, функція.

Abstract

The scheme of the electronic recognition system was built and on its basis a software algorithm was created with the connection of special library-modules. Three words are chosen as a test of the neural network model and it is shown that the created algorithm achieves the goal according to the criterion of high accuracy and the minimum of the loss function already in the 8th cycle of operation. The accuracy of the algorithm is approximately 9.3×10^{-5} . The obtained results allow us to assert the ability of the created model to recognize complex language phonetic constructions with the inclusion of foreign words.

Keywords: neural networks, speech recognition system, signal, audio, processing, framework, function.

МОДЕЛЮВАННЯ НАДІЙНОСТІ СКЛАДНИХ РОЗПОДІЛЕНИХ ПРОГРАМНИХ СИСТЕМ У РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМАХ І СИСТЕМАХ РАДІОУПРАВЛІННЯ

Катін П.Ю. к.т.н. доц.; Мішин О.В. студ.

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

На теперішній час програмна складова радіоелектронних систем і систем радіоуправління включає елементи складних розподілених програмних систем (СРПС). Елементи СРПС потенційно можуть бути використані як елементи програмної складової системи управління цифровими антенними решітками для компенсації активних шумових завад [1]. Елементи СРПС також можуть бути включені у програмну складову програмного управління фазованих антенних решіток з електронним управлінням променем [2]. Складні радіоелектронні системи і системи радіоуправління іноді реалізують у архітектурі клієнт-сервер, прикладом є наземна автономна платформа з елементами штучного інтелекту [3]. У цілому задача розробки подібних систем вирішена а технології відпрацьовані. Проте залишається актуальною задача підвищення їх надійності і оцінка показників. Підвищення показників надійності систем, що описані у [1, 2], за рахунок резервування є неможливим. Напроти, для систем описаних у [3, 4] резервування є прийнятним, а аналітичний розрахунок показників надійності є актуальним. Частково ці питання досліджувалося, проте не була вирішена задача автоматизації розрахунків. У статті пропонується опис програмного застосування для розрахунку показників (ПЗРП) надійності систем [3-4].

Важливою характеристикою є імовірність того, що система є справною в певний момент часу. Наступною важливою характеристикою є відношення кількості запитів, що не спрацювали через тимчасову відмову системи, до сумарної кількості запитів, у тому випадку, коли відбувається обробка значної кількості запитів впродовж тривалого часу. Якщо запити розподілені рівномірно з часом, це відношення буде співпадати з усередненою імовірністю несправності системи в певний час.

Елементи СРПС були змодельовані у вигляді блок-схеми надійності [5]. У даній моделі ми будемо використовувати наступні припущення:

1. Система СРПС розбита на структурні блоки у вигляді класичної блок-схеми надійності, отже:

-система паралельно з'єднаних складових справна, якщо хоча би одна з паралельних складових справна;

-система послідовно з'єднаних складових несправна, якщо хоча би одна з послідовних складових несправна.

2. Модель СРПС складається з елементарних блоків, що мають 2 стани (справний і несправний), а їх відмова чи відновлення залежать лише від поточного стану, часу і навантаження на блок [5].

Для розуміння роботи ПЗРП розкриємо сутність математичної моделі, надійності. Отже модель СРПС із резервуванням можна представити у вигляді моделі процесів гибелі та розмноження [5]. Нехай ми маємо СРПС, що має n станів, і випадково переходить між цими станами з часом, причому імовірність переходу залежить лише від поточного стану системи, і не залежить явно від часу чи від станів в попередні моменти часу. Процес зміни стану такої системи з часом називається марковським процесом.

Ця система диференційних рівнянь фактично означає, що імовірність знаходження у стані i , зростає з переходами до нього з інших станів, і спадає з переходами з цього стану в інші. Ця система має назву рівнянь Колмогорова.

Розглянемо як працює ПЗРП для цього прикладу розрахунку показників надійності. Для моделювання ПЗРП зчитує з файлу відомості про модель, далі виводить кількість відмов і загальну кількість тестів. Для прикладу розрахунку у ПЗРП були обрані наступні параметри:

- крок часу моделювання 0.05 сек;
- крок часу тестування 0.2 сек;
- 500 тис. вимірів впродовж приблизно 100 тис секунд.

Окремо розраховуються випадки без розподілу навантаження і з рівномірним розподілом.

Результати аналітичного розрахунку і ПЗРП внесені до таблиці 1.

Таблиця 1. Узагальнені результати розрахунків

Імовірність несправності системи(без розподілу і з розподілом)	Відсутн. резерв	Резерв БД	Резервованій монолітний веб застосунок	Резервовані обидві складові
Результати аналітичного розрахунку	0.333	0.200 0.187	0.222 0.213	0.067 0.040
Результати програмного розрахунку (ПЗРП)	0.330	0.201 0.184	0.221 0.210	0.067 0.039

Інтерфейс ПЗРП показаний на рис.1.



Рисунок 1 Інтерфейс програми моделювання

Ця програма побудована на базі технології .NET WPF, що зчитує модель з файлу, імітує передачу даних між складовими та їх відмови, після чого обчислює часи відмов та відновлень, проводить тестові запити і виводить ста-

тистику.

З використанням теорії процесів гибелі і розмноження були виведені формули, що дозволяють розраховувати надійність складних програмних систем, якщо відома поведінка відмов та відновлень окремих складових. Ці формули були перевірені з використанням ПЗРП, що може імітувати випадкові відмови та відновлення складових блоків. Результати обчислень і експериментів наведені в таблиці 1. Отже теоретична модель достатньо точно відповідає результатам моделювання у програмній моделі ПЗРП.

Перелік посилань

1. Литвінець О.Л., студ.; Чмельов В.О., к.т.н. доц.; Жук С.Я., д.т.н., проф. Аналіз впливу розміщення компенсаційних каналів на характеристики лінійної адаптивної цифрової решітки.

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

2. Чмельов В. О. к. т. н., доцент. Управління промінем цифрових антених решіток без використання фазообертачєй. Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

3. Альперт С. І., Альперт М. І., Катін П. Ю., Літвінова Н. О. Програмно-апаратна інфраструктура наземної автономної платформи з елементами штучного інтелекту // Математичні машини і системи, 2021, № 1. 24-31с. http://www.immsp.kiev.ua/publications/articles/2021/2021_1/01_21_Alpert.pdf

4. Joshi, S. Organization & cultural impact of microservices architecture. In International Conference on Applied Human Factors and Ergonomics / S. Joshi – Springer, 2017. – 89–95 с.

5. Е.С. Вентцель, Л.А. Овчаров: Теория случайных процессов и её инженерные приложения / Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. – Наука, 1991.

Анотація

Розроблено програмний застосунок для розрахунку показників (ПЗРП) на основі блок-схеми надійності. Проаналізована математична модель для розрахунку надійності складних програмних систем на основі теорії процесів гибелі-розмноження, та ПЗРП для експериментальної перевірки передбачених моделлю результатів. Були зроблені певні припущення про поведінку і склад розглянутих систем.

Ключові слова: складна розподілена програмна система, надійність, моделювання, резервування.

Abstract

We have developed a software application for calculating reliability indicators based on a reliability block diagram. The mathematical model for calculating the reliability of complex software systems based on the theory of birth-death processes, and software for experimental verification of the results predicted by the model were analyzed. Certain assumptions were made about the behavior and composition of the considered systems.

Keywords: complex distributed software system, reliability, modeling, reservation.

ПРОГРАМНЕ РІШЕННЯ ДЛЯ ЗБІЛЬШЕННЯ КАНАЛІВ УПРАВЛІННЯ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ СИСТЕМ РАДІОКЕРУВАННЯ

*Катін П.Ю. к.т.н. доц., Похиленко О.А. студ., Чмельов В. О. к.т.н., доц.
Національний технічний університет України «Київський політехнічний
інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна*

Сучасні системи радіокерування потребують велику кількість каналів ШІМ управління. Ці канали призначені для керування сервомеханізмами управління повітряної моделі або квадрокоптера, потужністю тягових двигунів, управління наземною моделлю, обладнанням моделей, тощо. Задача може бути виконана у різні способи, одним з яких є використання широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) типових таймерів мікроконтролера. У більшості випадків для управління простими моделями використовують недорогі мікроконтролери, що мають обмежену кількість каналів ШІМ. Проблема полягає у тому, що потрібно збільшити кількість каналів управління ШІМ, яка обмежена характеристиками мікроконтролера (МК) [1-5].

Метою дослідження є розробка алгоритму і програмного рішення що дозволить зменшити кількість переривань, відповідно і апаратних таймерів, при виконанні періодичних дій, для забезпечення багатоканальної системи радіокерування на типовому мікроконтролері. Реалізація такого алгоритму дозволить уніфікувати вихідний код для застосування у системах радіокерування. Для досягнення мети необхідно реалізувати алгоритм і розробити демонстраційну програму яка продемонструє його корисність.

Для вирішення поставлених завдань необхідно наступне:

- розробити алгоритм і прототип програми для періодичного виклику функцій, кількість яких значно більше ніж кількість таймерів у МК;
- протестувати це рішення на практичному МК архітектури Cortex-M.

Для демонстрації результату була розроблена тестова установка на основі STM32F103C8, що містить 4 таймера. У якості навантаження каналів ШІМ використані індикатори з дев'яти світлодіодів. Ескіз схеми підключення показаний на рис.1. Індикатори керуються кнопками клавіатури, що показані на рис.1. Результат керування змінюється в залежності від роботи каналів ШІМ і в залежності від натиснутої на клавіатурі кнопки, що керує ШІМ.

При натисканні на цифру буде працювати стільки світлодіодів, яка цифра була натиснута (при «1» – лише один, при «2» – перший та другий і так далі). При натисканні на символ «*» будуть працювати п'ять середніх світлодіодів (з 3 по 7), при натисканні на «#» - світлодіоди через один (1, 3, 5, 7 та 9). При цьому вони повинні працювати лише на 60% від повної яск-

равості, чого можна досягти за рахунок використання ШІМ.

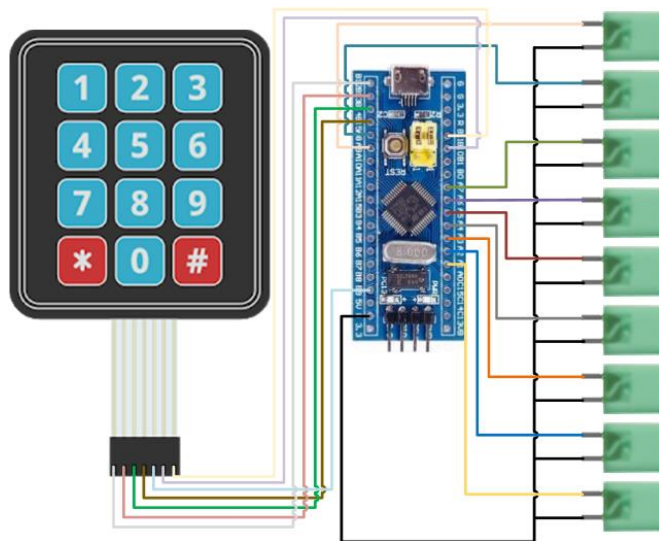


Рисунок 1. Ескіз демонстраційної установки

Щоб продемонструвати це, оберемо $\tau = 6 \text{ мс}$, $T = 10 \text{ мс}$. Тоді LowFunction буде вимикати усі світлодіоди, а HighFunction буде вмикати лише ті, що відповідають останній натиснутій кнопці. Оскільки ця функція буде змінюватися, то в програмі потрібно буде використовувати покажчик на функцію.

Цей підхід є досить гнучким і його можна поєднати з патерном типу Стан [1-3], який часто використовується при розробці систем радіокерування. Розглянемо ускладнену версію програми для керування індикатором. Нехай в нас є два складених стани: перший для керування кількістю світлодіодів, що включені, а другий – для зміни їхньої яскравості. Нехай тоді при натисканні на кнопки «*» або «#» буде змінюватися стан, а при натисканні на цифри – змінюватися або кількість включених світлодіодів (від 0 до 9), або яскравість (де кожна цифра відповідає десяткам процентів, тобто, при «2» – 20% і так далі). На рис.2 можна побачити спрощену діаграму станів, яка буде відповідати цьому прикладу. Щоб не перевантажувати її, на ній були зображені лише складені стани, а їхні складові стани (яких буде 10 – по одному для кожної кнопки) через велику кількість не були продемонстровані.

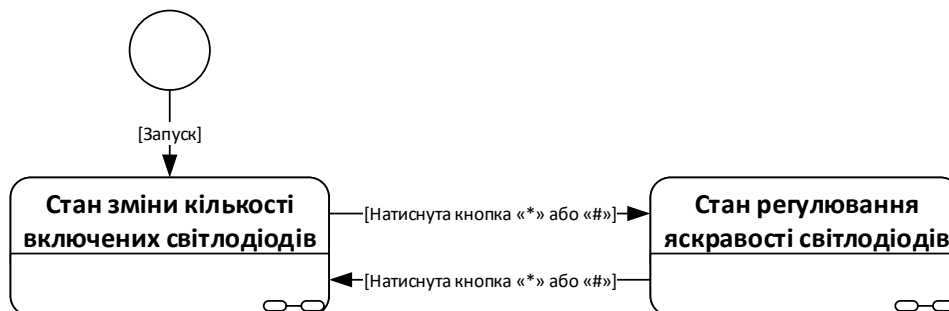


Рисунок 2. Спрощена діаграма станів ускладненого прикладу з індикатором

Таким чином було розроблене програмне рішення для збільшення кількості каналів управління ШІМ, яке може застосуватися у системах радіокерування повітряними і наземними рухомими моделями. Отримане рішення дає можливість збільшити кількість каналів до кількості, що перевищує кількість таймерів мікроконтролера.

У статті показана демо програма і апаратне обладнання на основі мікроконтролера STM32F103C8, що містить 4 таймера. При цьому демонстраційна програма дозволяє незалежно керувати 9 світлодіодами, що перевищує кількість таймерів мікроконтролера. Для програмної частини були використані бібліотеки CMSIS.

Отримане демонстраційне програмне рішення було розроблено з застосуванням алгоритму Евкліда для знаходження затримки між перериваннями для досягнення мінімальної кількості переривань. В результаті розроблене рішення використовувало періодичний виклик функцій зі знайденою алгоритмом затримкою. Розглянуте рішення використовує обмежену кількість таймерів для формування багатоканального ШІМ і дозволяє керувати каналами управління, кількість яких перевищує кількість таймерів.

Перелік посилань

1. Katin P.Y. Development of variant of software architecture implementation for low-power general purpose microcontrollers by finite state machines// EUREKA: Physics and Engineering, 2017, 3, pp. 49–55.
2. P. Y. Katin and O. A. Pokhylenko, “Typical "State" Software Patterns for Creating Cortex-M Microcontroller System Software Infrastructure in Real Time Embedded Systems,” (in Ukrainian), Elektron. Model, vol. 43, no. 2, pp. 51-67, 2021. [Online]. Available: <https://www.emodel.org.ua/en/archive/2021/43-2/43-2-5>.
3. Dietrich C., Hoffmann M. and Lohmann D. Back to the Roots: Implementing the RTOS as a Specialized State Machine// OSPERT 2015, Lund, Sweden, July 7, 2015, pp. 7-12.
4. Beynon W. On the structure of free finite state machines// Theoretical Computer Science, 1980, 11, pp. 167-180.
5. Knuth D.E. The Art of Computer Programming, Volume 2: Seminumerical Algorithms (3rd ed.). Addison–Wesley, 1997.

Анотація

Розробка алгоритму, що дозволить реалізувати періодичний виклик функцій з найменшою кількістю переривань для програмного формування ШІМ каналів радіокерування.

Ключові слова: алгоритм Евкліда, канали радіоуправління, періодичний виклик функцій, широтно-імпульсна модуляція, мікроконтролер Cortex-M.

Annotation

The development of an algorithm that will allow to realize the periodic function call with the least number of interruptions for the software formation of PWM of radio control channels.

Keywords: Euclidean algorithm, radio control channels, periodic function call, pulse width modulation, Cortex-M microcontroller.

ЗБІР ДАНИХ НА ОСНОВІ ВІДКРИТИХ ДЖЕРЕЛ

*Куцак С. В., студент; Корольков Р. Ю., кандидат технічних наук,
старший викладач*

Національний університет «Запорізька політехніка», Запоріжжя, Україна

Збір інформації є ключовим елементом проведення пентесту (англ. penetration test) — методу оцінювання захищеності комп'ютерної системи на основі моделі зовнішніх і внутрішніх зловмисників. Від того, наскільки якісно його було здійснено, може залежати як ефективність тестування на проникнення в цілому, так і ефективність відпрацювання окремих векторів атаки. Перший етап тестування на проникнення будь-якої інформаційної системи починається зі збору максимальної кількості інформації про ціль. На цьому етапі виявляються слабкі місця мережі, через які у майбутньому і буде здійснюватися проникнення в систему.

В даній роботі розглядається один із методів отримання інформації з відкритих джерел — OSINT (Open Source INTelligence), який включає пошук, акумулювання та аналіз інформації, отриманої із загальнодоступних джерел в Інтернеті. У розрізі кібербезпеки OSINT найчастіше застосовується для збирання публічних даних про компанію, і це стосується не тільки інформації про email-адреси її співробітників. Не менш цікавою буде інформація про: DNS-імена та IP-адреси; домени та субдомени, що зареєстровані за компанією; факти компрометації поштових адрес; відкриті порти та сервіси на них; конфіденційні документи; наявні механізми безпеки.

Одним із найпопулярніших і доступних способів збору даних про ціль є використання інструментів OSINTframework [1]. Найбільш популярними і актуальними на сьогодні інструментами OSINT є Recon-ng, Shodan, Maltego, theHarvester, Metagoofil, SpiderFoot [2].

Далі буде розглянутий один з таких інструментів, а саме Shodan [3]. Shodan – це пошукова система, яка надає загальнодоступну інформацію про вузли, підключені до Інтернету, включаючи IoT пристрої. Вона включає сервери, маршрутизатори, онлайн-сховища, камери спостереження, веб-камери або системи VoIP, серед іншого. Збір даних здійснюється за допомогою таких протоколів, як HTTP або SSH, що дозволяє користувачеві здійснювати пошук за IP-адресою, організацією, назвою країни або міста.

Shodan збирає дані переважно на веб-серверах (HTTP/HTTPS – порти 80, 8080, 443, 8443), а також FTP (порт 21), SSH (порт 22), Telnet (порт 23), SNMP (порт 161), IMAP (порти 143, 993), SMTP (порт 25), SIP (порт 5060), (RTSP, порт 554). Останній - потоковий протокол реальною часу, можна використовувати для доступу до веб-камер та їхніх відеопотоків. На дода-

ток до індексації пристроїв Shodan пропонує базу даних експлоїтів, інструмент візуалізації необроблених даних nmap і модуль вбудований у фреймворк Metasploit.

Практичне застосування ресурсу на прикладі сайту Національного університету «Запорізька політехніка» <https://zpu.edu.ua/> представлено на рисунку 1. Для цього необхідно в пошуковий рядок ввести IP-адресу сайту. В результаті пошуку відобразилася інформація про сервер (провайдер, місцезнаходження і т.д.), відкриті порти і служби, що їх використовують.

194.8.51.161 Regular View Raw Data History

General Information

Hostnames: **zntu.edu.ua, zp.edu.ua, www.zp.edu.ua, www.zntu.edu.ua**

Domains: ZNTU.EDU.UA ZP.EDU.UA

Country: **Ukraine**

City: **Zaporizhzhya**

Organization: **ZPNU**

ISP: **Zaporizhzhia Polytechnic National university**

ASN: **AS29599**

Open Ports

80 123 443

// 80 / TCP 808213837 | 2022-10-09T05:03:41.111285

Apache httpd 2.4.29

HTTP/1.1 301 Moved Permanently
Date: Sun, 09 Oct 2022 05:03:37 GMT
Server: Apache/2.4.29 (FreeBSD) OpenSSL/1.0.2k-freebsd PHP/5.6.31
X-Content-Type-Options: nosniff
Location: https://194.8.51.161/
Cache-Control: max-age=21600
Expires: Sun, 09 Oct 2022 11:03:37 GMT
Content-Length: 229
Content-Type: text/html; charset=iso-8859-1

// 123 / UDP -1418376541 | 2022-10-06T09:57:34.082889

NTP
protocolversion: 3
stratum: 3
leap: 0
precision: -23
rootdelay: 0.0117645263672
rootdisp: 0.0275726318359
refid: 3240270596
reftime: 3874038324.79
poll: 3

// 443 / TCP 1677681473 | 2022-10-08T10:57:47.051253

Apache httpd 2.4.29

HTTP/1.1 200 OK
Date: Sat, 08 Oct 2022 10:57:46 GMT
Server: Apache/2.4.29 (FreeBSD) OpenSSL/1.0.2k-freebsd PHP/5.6.31
X-Content-Type-Options: nosniff
X-Powered-By: PHP/5.6.31
X-Drupal-Cache: HIT
Etag: "1665221079-0"
Content-Language: uk
X-Frame-Options: SAMEORIGIN
X-Content-Type-Options: nosniff
Permissions-Policy: interest-cohort=()
X-Generator: ZNTU 7 (<http://zntu.edu.ua>)

Vulnerabilities

Note: the device may not be impacted by all of these issues. The vulnerabilities are implied based on the software and version.

CVE-2019-1559 If an application encounters a fatal protocol error and then calls `SSL_shutdown()` twice (once to send a `close_notify`, and once to receive one) then OpenSSL can respond differently to the calling application if a 0 byte record is received with invalid padding compared to if a 0 byte record is received with an invalid MAC. If the application then behaves differently based on that in a way that is detectable to the remote peer, then this amounts to a padding oracle that could be used to decrypt data. In order for this to be exploitable "non-stitched" ciphersuites must be in use. Stitched ciphersuites are optimised implementations of certain commonly used

Рисунок 1 – Shodan.io в роботі

Також стандартний функціонал здатний знаходити вразливості ресурсу та виводити їх CVE, завдяки чому можна знайти методи рішення, скориставшись базою даних загальновідомих вразливостей інформаційної безпеки [4].

Маючи ці дані, вже можна зробити аналітику на предмет вразливості, проводити сканування та моніторинг цільового ресурсу (або цілої мережі), в режимі реального часу: виявляти витоки даних у хмару, фішингові веб-сайти, зламані бази даних і т.д. Shodan надає інструменти моніторингу всіх підключених пристроїв в Інтернеті. Варто також зауважити, що можна налаштувати зручне оповіщення за результатами моніторингу та виявлення будь-яких аномалій.

Зібравши на попередньому етапі інформацію про цільову організацію з відкритих джерел, дослідник безпеки переходить до другого етапу – безпосереднього отримання інформації від внутрішніх мережних сервісів цільової організації. Якщо на попередньому етапі дії дослідника безпеки було практично неможливо виявити жодним з відомих інструментів, які використовуються з метою запобігання атакам, то на етапі сканування, коли йде звернення до сервісів безпосередньо, активність досить легко помітити. Якщо поставленим завданням є проведення аудиту інформаційної системи таким чином, щоб про це не дізнався персонал відділу ІТ, то постає питання приховування IP-адреси, що здійснюється за допомогою використання різних проксі-серверів або спеціалізованого програмного забезпечення.

Перелік посилань

1 OSINT Framework. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://osintframework.com> (24.10.2022)

2 J. Pastor-Galindo, P. Nespoli, F. Gómez Mármol and G. Martínez Pérez, "The Not Yet Exploited Goldmine of OSINT: Opportunities, Open Challenges and Future Trends," in IEEE Access, vol. 8, pp. 10282-10304, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2965257.

3 Search Engine for the Internet of Everything. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.shodan.io/> (24.10.2022)

4 CVE–MITRE [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://cve.mitre.org/> (24.10.2022)

Анотація

В роботі розглядається один з основних етапів оцінки захищеності комп'ютерних систем від злому, відомий як розвідка, від якого залежить ефективність тестування на проникнення та відпрацювання окремих векторів атак. Дослідженні теоретичні аспекти методів OSINT, способів їх застосування, в контексті кібербезпеки, для збирання публічних даних про компанію.

Ключові слова: кібербезпека, тестування на проникнення, OSINT.

Abstract

The abstracts consider one of the main stages of assessing the security of computer systems against hacking, known as intelligence, which depends on the effectiveness of the penetration test and the development of individual attack vectors. Theoretical aspects of OSINT methods, ways of their application, in the context of cybersecurity, to collect public data about a company were investigated.

Keywords: cybersecurity, penetration test, OSINT.

AN OVERVIEW OF THE 5G NR ARCHITECTURE DEPLOYMENT SCENARIOS

Lavrinenko V., PhD student

National Technical University of Ukraine

"Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, Ukraine

In the age of total digitalization, it is difficult to imagine life without wireless technologies. Wireless technologies are constantly and rapidly developing, and some of them, based on personal networks, are firmly connected with routine. Some technologies based on cellular make our lives more comfortable, and safer and breathe life into smart cities or powerful industries objects. The fifth generation (5G) of mobile networks is no exception. It is designed to provide 10-100 times higher typical user data transfer speed, support 10-100 times more connected devices, and 10 times longer battery life [1].

Nowadays, a 1000-fold increase in mobile traffic along with trillions of connected devices is pushing the cellular system toward a broadband ubiquitous network with extraordinary capacity, energy efficiency (EE) and diverse support for quality of service (QoS). Indeed, 5G is expected to be the first example of a truly converged wired and wireless network that will provide mobile users with a fiber-optic experience. This ubiquitous, ultra-broadband, ultra-low-latency wireless infrastructure connects society and drives the economy of the future [2, p. 39].

Under the fifth generation, telecommunications industry communities mean the 5G New Radio (NR). The NR can be considered as a set of technologies from the physical layer to the core network, which must meet the following three basic requirements: Enhanced Mobile Broadband(eMBB), massive Machine Type Communications(mMTC), Ultra Reliable Low Latency Communication (URLLC) (fig.1), [3].

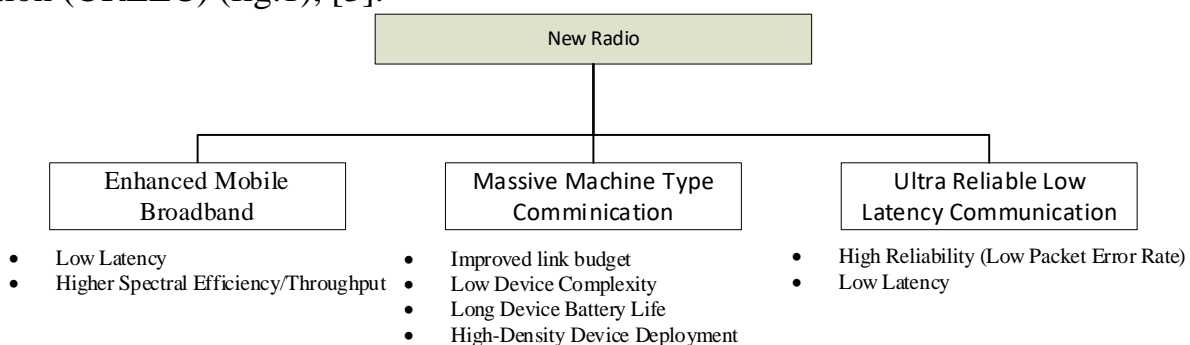


Figure 1. Formal (3GPP) definition of the New Radio.

LTE technologies, known as the fourth generation, are already widely and successfully deployed. That is why, in particular, for communication operators, arise the goal of effective integration of the NR into existing networks and tran-

sition to the NR. In order to have a rapid deployment of 5G NR, it is first deployed together with already existing LTE networks.

According to the 3GPP specifications, 5G NR (New Radio) deployment is phased and there are several options for deploying 5G. It can be deployed in a variant of "Non-Stand Alone" (NSA) or "Stand-Alone" (SA) architectures [4].

The NSA architecture means that the 5G Radio Access Network (AN) with its' New Radio interface is used in combination with the existing Long Term Evolution and Evolved Packet Core (EPC) infrastructure Core Network. In such a case, the NR technology becomes available without full network replacement. Only the 4G services are available but using the capabilities offered by the 5G New Radio, for example, lower latency, and higher reliability. The NSA is also referred to as "E-UTRA-NR Dual Connectivity (EN-DC)" or "Architecture Option 3" (fig.2), [4, p.11].

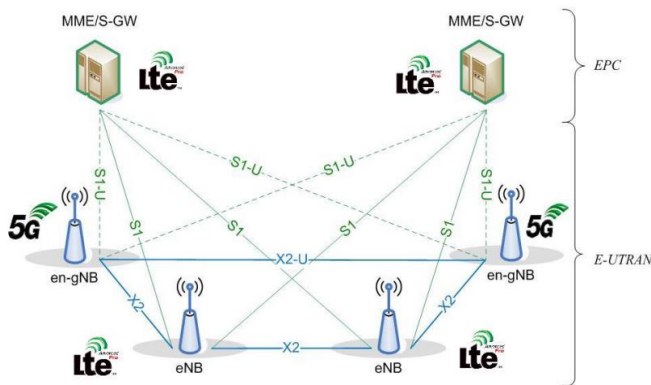


Figure 2. The NSA Architecture (3GPP)[4, p.11].

where, MME — Mobility Management Entity; S-GW — Serving Gateway; E-UTRAN — Evolved Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) Terrestrial Radio Access; eNB — E-UTRAN Node B or Evolved Node B, a base station of the LTE standard network; en-gNB — en-gNB represents a gNB that can connect with EPC and eNB;

gNB — gNodeB is a 3GPP-compliant implementation of the 5G-NR base station; S1 — interface in LTE that is used between eNodeBs and the EPC; S1-U — S1-User plane; X2 — signaling interface between eNodeBs.

The SA architecture means that the NR is connected to the 5G Core network (CN) (fig.3). Only in this configuration, the full set of 5G Phase 1 services are supported.

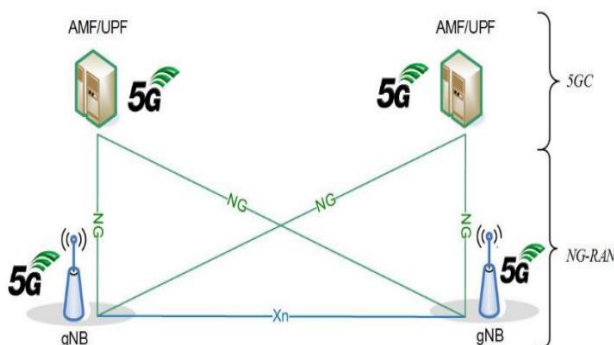


Figure 3. The SA Architecture (3GPP)[4, p.12]

The SA architecture can be observed as a “full 5G deployment” without requiring any part of a 4G network to operate [4, p.12].

where, AMF — Access and Mobility Management Function; UPF — User Plane Function; gNB — gNodeB is an implementation of the 5G-NR base station; NG — the interface that exists between 5GC and base stations; Xn — interface is de-

finned between two NG-RAN nodes;

In such deployment scenarios, there are six options, depending on architecture combinations and functional needs (fig4).

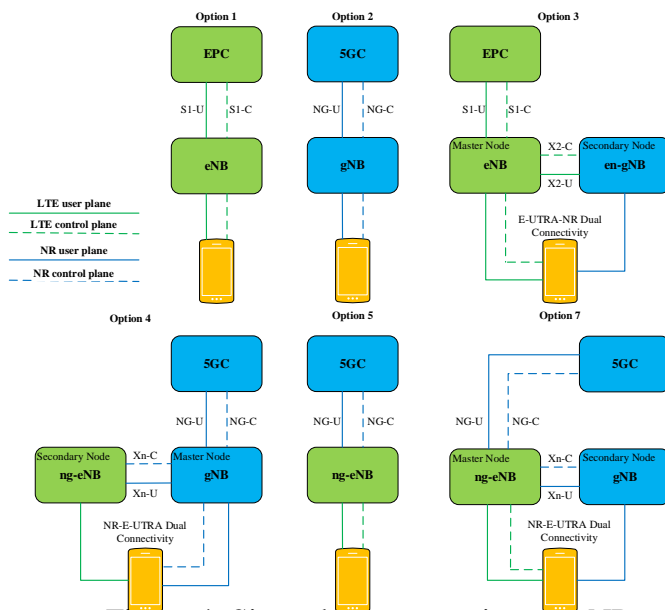


Figure 4. Six architecture options for NR deployment.

Options 1, 2 and 5 belong to the SA category, while options 3, 4 and 7 belong to the NSA category[5].

Thus, since new generations of cellular networks open up new opportunities for the development of telecommunications, as well as generally improve the user experience of using cellular networks, it is important to constantly implement them in practice. Depending on the initial configuration of the already existing network, the standards offer flexible options for the

implementation of the fifth generation to maximize the reuse of existing resources on the way to the implementation of the Standalone version of the architecture and functionality.

References

1. About the 5G PPP. The 5G Infrastructure Public Private Partnership. URL: <https://5g-ppp.eu/> (date of access: 02.10.2022).
2. Fundamentals of 5G mobile networks: monograph / ed. by J. Rodriguez. Chichester : John Wiley & Sons, Ltd., 2015. 293 p.
3. Formal (3GPP) Definition. ShareTechnote. URL: https://www.sharetechnote.com/html/5G/5G_Definition.html#Formal_Definition (date of access: 02.10.2022).
- 4) 3GPP TR 21.915 V15.0.0, Summary of Rel-15 Work Items, 2019. 118 p.
- 5) 5G standalone architecture. samsung.com. URL: <https://www.samsung.com/global/business/networks/insights/white-papers/0107-5g-standalone-architecture/> (02.10.2022).

Анотація

Окреслено та уточнено поняття стільникових мереж п'ятого покоління. Описано розгортання архітектури New Radio та варіанти розгортання в поєднанні з існуючими мережами четвертого покоління.

Ключові слова: 5G, New Radio, SA, NSA.

Abstract

The concept of cellular networks of the fifth generation is outlined and clarified. The New Radio architecture deployment and deployment options in conjunction with existing fourth-generation networks are described.

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

**ЗГОРТКОВА НЕЙРОННА МЕРЕЖА ДЛЯ ОБРОБЛЕННЯ
ЗОБРАЖЕНЬ ПРИ ВПЛИВІ VGG ВТРАТИ ТА
СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНОЇ ПОМИЛКИ**

Лащевська Н.О., Недзельський О.Ю.

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

Супер роздільна здатність (SR) – це процес відновлення зображення з високою роздільною здатністю (HR) із заданого (вхідного) зображення з низькою роздільною здатністю (LR). Зображення відіграють одне із ключових напрямків нашого життя, супер роздільна здатність застосовується в системах відеоспостереження для виявлення, ідентифікації та розпізнавання осіб на зображеннях низької роздільної здатності, отриманих з камер спостереження. В медицині отримання МРТ-зображень високої роздільної здатності може бути складним завданням, коли йдеться про час сканування, просторове охоплення і співвідношення сигнал/шум (SNR) тому супер роздільна здатність допомагає вирішити цю проблему, створюючи МРТ високої роздільної здатності на основі МРТ зображень з низькою роздільною здатністю. В медіапросторі супер роздільна здатність може бути використана для зниження витрат на сервер, оскільки медіа можна відправляти з нижчою роздільною здатністю і збільшувати його під час роботи [1].

Зображення може мати «нижчу роздільну здатність» через меншу просторову роздільну здатність (тобто розмір) або через погіршення (наприклад, розмиття). Використовуючи функцію деградації можна отримати зображення LR із зображення HR. В ідеальному випадку можна вирішити і обернену задачу – із HR отримати LR. Якщо знаємо точну функцію деградації, зображення, то застосовуючи її обернене значення до образу LR, ми можемо відновити зображення HR. Але при реальному обробленні складних сигналів функція деградації наперед невідома. Тому безпосередня оцінка зворотної функції деградації є неправильно поставленою задачею. Незважаючи на це, методи глибинного навчання нейронних мереж виявилися ефективними для супер роздільної здатності. Використовуючи зображення HR як результат і зображення LR як вхідні дані, можна розглядати це як задачу навчання нейронної мережі з вчителем.

Одним із простих методів отримання даних LR є погіршення даних HR. Це часто робиться шляхом розмиття або додавання шуму. Підхід, що базується на згорткових нейронних мережах, поєднує в собі функції вилучення та відображення карт ознак, нелінійне відображення, реконструкція. [2]

Остаточна функція втрат складається з втрат середньоквадратичної помилки (MSE) і втрати VGG з параметрами компромісу α_M і α_V .

Втрата MSE є найбільш поширеною об'єктивною функцією при підвищенні якості реконструйованих зображень. Втрата VGG спрямована на отримання зображень з високою якістю сприйняття. [3] Запропонований метод навчається на наборі даних що складається зі 100 високоякісних портретних зображень.

Для тестування були використані еталонні набори даних. Результатом тестування було проведення порівняння співвідношення пік-сигнал-шум (PSNR) та структурної подібності (SSIM) запропонованого методу з різними варіантами налаштування втрат та кількості циклів навчання.

Відповідно до існуючих досліджень супер роздільної здатності, звичайне PSNR і SSIM використовуються в експериментах. Для дослідження було виконано три методи навчання: MSE_s4, MSE_s2 та Full_s4. Метод MSE_s4 має коефіцієнт зменшення вибірки 4 та параметри компромісу $\alpha_M = 1$ та $\alpha_V = 0$. Метод MSE_s2 має коефіцієнт зменшення вибірки 2 та параметри компромісу $\alpha_M = 1$ та $\alpha_V = 0$. Метод Full_s4 має коефіцієнт зменшення вибірки 4 та параметри компромісу $\alpha_M = 1$ та $\alpha_V = 10^{-4}$. Кількість циклів навчання 20, 50 та 100. На рис. 1 показані графіки порівняння результатів досліджень. Як видно з рис.1 метод MSE_s2 показав себе краще за інші. Якщо дивитися з точки зору вихідних зображень то метод Full_s4 краще працює з темними зображеннями.

Тому далі було розроблено об'єднаний метод mse_s2_full з коефіцієнтом зменшення вибірки 2 та параметрами компромісу $\alpha_M = 1$ та $\alpha_V = 10^{-4}$. Даний метод краще працює з різними зображеннями і відтворює спотворене зображення близьке до оригінального (рис. 2).

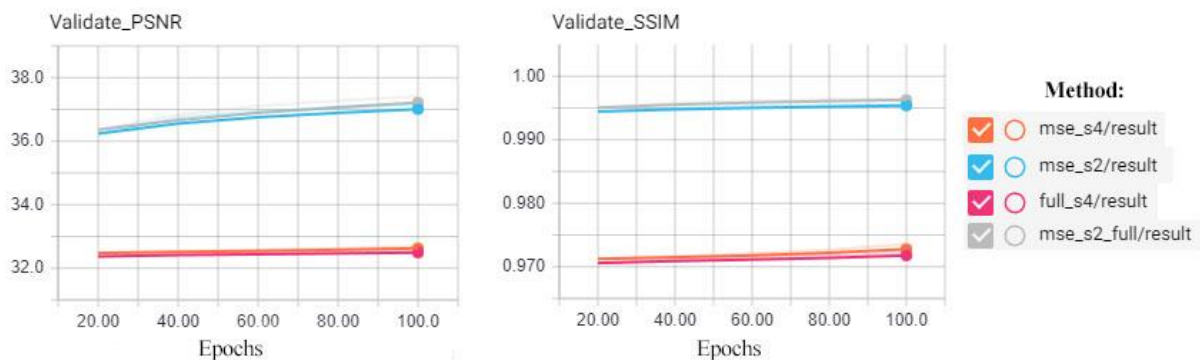


Рисунок 1. Порівняння PSNR та SSIM запропонованих методів з різними варіантами налаштування

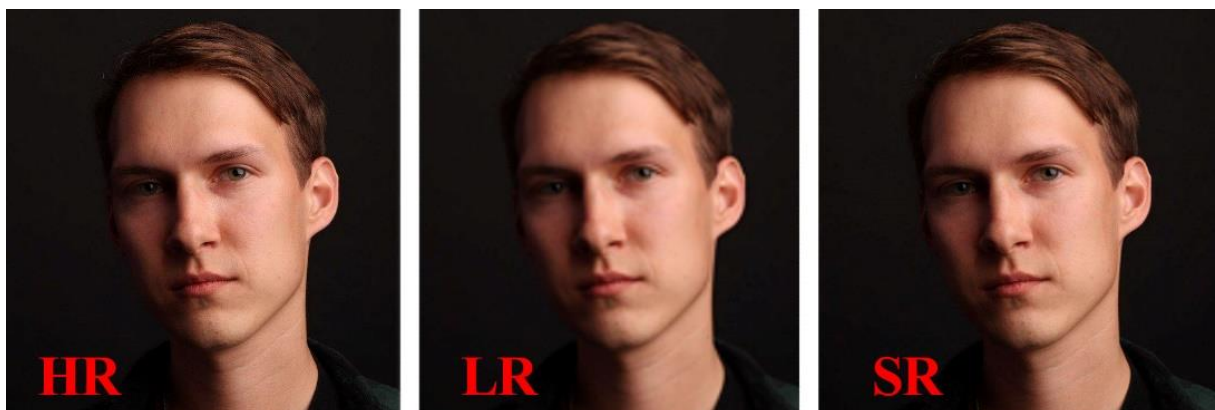


Рисунок 2. Зображення з високою роздільною здатністю (HR), зображення з низькою роздільною здатністю (LR) та відновлене зображення з високою роздільною здатністю (SR) методу `mse_s2_full`

Об'єднаний метод `mse_s2_full` ефективно виконує оброблення зображень, на виході отримуємо відновлене зображення (SR), яке наближене до вхідного зображення з високою роздільною здатністю (HR). В даному методі покращилися якісні характеристики сигнал/шум (PSNR) та структурна подібність (SSIM). Програма виконує більшість своїх обчислень у просторі з низькою роздільною здатністю, що значно спрощує обчислювальні операції та не призводить до втрати інформації. Метод може застосовуватися для вирішення різних завдань, таких як формування зображення, сегментація, передача стилю і поліпшення якості зображення.

Перелік посилань

1. Гонсалес Р. Цифрова обробка зображень / Р.Гонсалес, Р. Вудс . – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
2. LeCun Y., Y. Bengio Convolutional Networks for Images, Speech, and Time-Series, in Arbib, M. A. (Eds), The Handbook of Brain Theory and Neural Networks, 1995.
3. Ignatov, A., Timofte, R., et al.: Pirm challenge on perceptual image enhancement on smartphones: Report. In: European Conference on Computer Vision Workshops. (2018)

Анотація

Розглянуто використання згорткових нейронних мереж для відновлення зображення з високою роздільною здатністю із заданого зображення з низькою роздільною здатністю. Розглянуто новий об'єднаний метод з покращеними результатами що дозволяє виконати навчання мережі для вирішення різних завдань, таких як формування зображення, сегментація, передача стилю і поліпшення якості зображення.

Ключові слова: нейронна мережа, якість зображення, функція втрат.

Annotation

The paper considers the use of convolutional neural networks to restore a high-resolution image from a given low-resolution image. A new combined method with improved results that allows you to perform network training for various tasks such as image formation, segmentation, style transfer and image quality improvement.

Keywords: neural network, image quality, loss function.

**ADAPTATION OF COMPENSATORS OF SPOT INTERFERENCES ON
NON-SPECIFIC SELECTION WITH SPECTRUM ANALYSIS
APPLIANCE**

*Orlov V., Doctor of Technology, ORCID 0000-0002-3065-3884;
Naumov O., adjunct, ORCID 0000-0002-6680-0401
Military Academy, Odesa, Ukraine*

In most of works dedicated to the analysis of adaptive compensators of interferences it is assumed that the signal does not reach statistically equable sample of interferences (classified a sample). However, under real conditions when the moment of appearance and characteristics of the signal are unknown in advance the organization of classified sample comes across fundamental difficulties when excluding the signal from training sample. If the receiving signal differs from the reference signal, that suppression of signal takes place as interference. Known reference of excluding the signal from training sample for an adaptive antenna array (AAA), which are effective only in the narrow signal bandwidth and in the limited range of values of signal- noise relations [1-3].

The aim of the report is the research of the efficiency of the algorithm of elimination of the signal from non-classified training sample by the way of preliminary spectrum analysis.

Let the vector of input process $Y = X + S + V$ - is the additive mixture of the useful signal S , randomly correlated interference X , uncorrelated noise V and is described by the covariation matrix.

$$R = \overline{YY^{*T}} = \overline{SS^{*T}} + \overline{XX^{*T}} + \sigma_n^2 I_0 = R_s + R_c + R_n, \quad (1)$$

where $*, T$ - signs of the complex conjugation and transposition, Y, S, X - vectors of size N consequently: of input process, the signal and interferences; where R_s, R_c, R_n - covariation matrix of size $N \times N$ consequently: of the signal, interference and noise σ_n^2 - power of noise. Under conditions of absence of a priori data about the structure of useful signal.

Signal bandwidth compensator of signal is applied, optimal under the criteria of minimum of mean-root square error, with weight handling $z = W^{*T} Y$ with weight and basic vectors $W = R^{-1} S_0 / S_0^{*T} R^{-1} S_0$, $S_0^T = (1, 0, \dots, 0)$ [2]. As a means of the efficiency, the winning in relation to the signal/(interference+noise) is chosen

$$Q(\varphi_s) = |W^{*T} S(\varphi_s)|^2 / (W^{*T} (R_c + R_n) W). \quad (2)$$

Suggested approach is based on a priori information about limits of angular directions (signal bandwidth) and the structure of interference as independent point sources of rays. It is in reconstruction of KM on estimation of M interfer-

ence on the peak value (power $\hat{\sigma}_c^2$ and angular directions $S_c(\hat{\varphi})$) the power spectrum density.

$$R_0 = f(R) = \hat{\sigma}_n^2 I_0 + \sum_{i=1}^M \hat{\sigma}_{c,i}^2 S_c(\hat{\varphi}_i) S_c^{*T}(\hat{\varphi}_i) \quad (3)$$

Weight rates of suggested adaptive compensator are determined on modified covariation matrix $W = R_0^{-1} S_0 / S_0^{*T} R_0^{-1} S_0$. For the research of the efficiency two models of interference situation are considered for $M=3$ interferences and the compensator of size $N=16$. In the picture 1a and picture 1b samples of spectrum density by Capon method are shown $P(\varphi) = (S^{*T}(\varphi) R^{-1} S(\varphi))^{-1}$ [3], which are standardized to maximum meaning. In the first model of interference direction concentrated by maximum of the first size diagram lobes of the direction of inadaptive antenna array $P(\varphi) = N^{-1} |\sin(N\varphi/2) / \sin(\varphi/2)|$ (dotted line). In the second model, the interference is dispersed over the vicinity of the side lobes. The effectiveness of the proposed noise compensator is illustrated in

Picture 2 for a given line of signal directions (marked with white arrows).

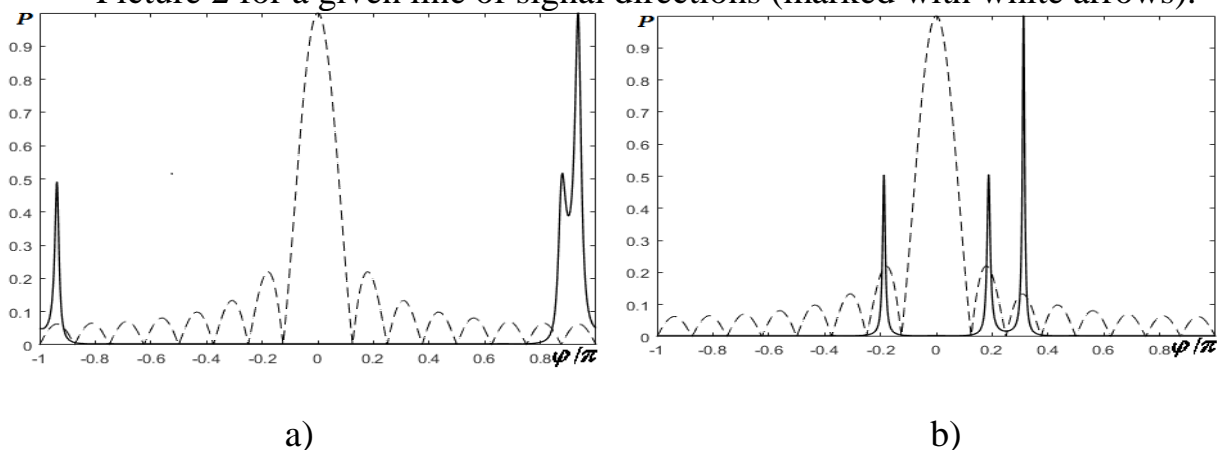


Figure 1 Examples of the spectral density of two models of interference environment: a) - the first model; b) - the second model.

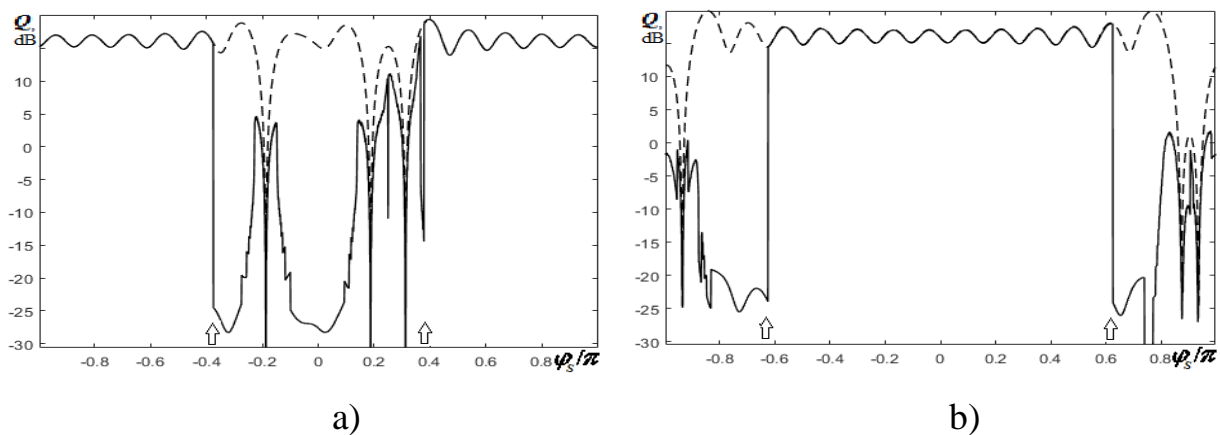


Figure 2 Dependences of gain in relation to signal/(interference+noise) on signal direction for interference environments: a) 1st model; b) 2nd model.

Traditional adaptive compensator dependences on classified training sample of interference are shown by the dotted line. For the first interference model, centered around the zero direction, band-pass range on two intervals is chosen: $-\pi \dots -\pi/(6N)$ and $\pi/(6N) \dots \pi$ (Picture.2a). For the second model of dispersed interferences (Picture 2b) one interval of the line band-pass is chosen $-\pi + \pi/(6N) \dots \pi - \pi/(6N)$.

The analysis showed that losses in relation to signal / (interference + noise) do not increase 0,5 dB in the given line band-pass compared to the traditional adaptive compensator under the analysis on classified interference sample. The drawback of the considered approach is decrease of suppression efficiency for closely located interferences which is connected with the limited permitted ability of the algorithm of spectrum analysis.

References

1. Introduction to the theory of adaptive antenna / A.A. Pistolcors, O.S. Lytvynov. "Science", 1991
2. Monzingo, Robert A. Introduction to adaptive arrays / Robert A. Monzingo, Randy L. Haupt, Thomas W. Miller. – 2nd ed. Published by SciTech Publishing Inc. 2011. p.554.
3. Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. Proc. IEEE, 1969, Vol.57, №8, p.1408-1418.

Анотація

Досліджується алгоритм усунення сигналу з некласифікованої навчальної вибірки шляхом її попереднього спектрального аналізу. Запропонований підхід заснований на апіорній інформації про межі кутових напрямків сигналів та структурних перешкод, як незалежних точкових джерел випромінення. Сигнал усувається шляхом реконструкції коварійної матриці по оцінках пікових значень спектральної щільності навчальної вибірки. Показано, що втрати у відношенні сигналу перешкод не перевищують 0,5 дБ у смузі пропускання, що задається, у порівнянні із традиційним адаптивним навчальним компенсатором за класифікованою вибіркою перешкод.

Ключові слова: компенсатор перешкод, адаптація, некласифікована навчальна вибірка, спектральний аналіз.

Abstract

Analyzing the algorithm of signal disposal of non-classified educative selection through the preliminary spectrum analysis. Suggested approach is based on a priori information about the limits of corner signal directions and the structure of interferences as independent dotted sources of rays. The signal is disposed by reconstruction of the covariation matrix on estimation of peak meaning of spectrum density of the training sample. It is shown that the loss in relation to signal / (interference + noise) does not exceed 0.5 dB in a given bandwidth compared to a traditional adaptive compensator, which is trained on a classified noise sample.

Keywords: interference compensator, adaptation, unclassified training sample, spectrum analysis.

ПРИНЦИП РОБОТИ МЕРЕЖІ З КОМУТАЦІЄЮ ПАКЕТІВ В КОНТЕКСТІ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ В СИСТЕМАХ VOIP

Павленко Є. В.

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

Перші мережі з комутацією пакетів розроблялись винятково для трафіка передачі даних, які допускали досить значні затримки – до 1с., тоді як допустимі затримки для голосового сигналу складають від 250 до 400мс. Тому перші спроби передачі голосу по цим мережам не забезпечили потрібної якості і склалась думка, що мережі з комутацією пакетів лише для передачі даних, а мережі з комутацією каналів лише для передачі голосу. В 90-ті, завдяки активному впровадженню ВОЛЗ (волоконно-оптичних ліній зв'язку), з'явилась можливість зменшити затримки в пакетних мережах до значень, непомітних для голосових послуг (до 150 мс і менше), таким чином питання щодо передачі голосового сигналу вирішилось на користь мереж з комутацією пакетів.

В мережах побудованих за принципом комутації пакетів, одиницями інформації, що передаються по каналах зв'язку являються пакети, кадри, і т.д (залежить від протоколу). В кожному такому пакеті присутній заголовок, котрий повинен містити номер пакета та його адресу, тобто інформацію стосовно отримувача та відправника. Згідно даної адреси відбувається маршрутизація пакетів між пристроями всередині самої мережі. Крім того, необхідність такої адреси в кожному пакеті зумовлена тим, що пакети, які формують мережевий трафік можуть оброблятися комутатором незалежно один від одного [1]. Передача пакетів одного повідомлення може здійснюватись по одному шляху або різними шляхами. В останньому вузлі або кінцевому пункті пакети збираються і видаються адресату, тобто отримувачу. Також, у формі пакетів, в мережах на базі протокола IP, може передаватись не тільки голосові, а й графічні, текстові, або відео дані. До того ж, між багатьма користувачами дані одночасно можуть передаватись по одній лінії, а у випадку збоїв, маршрути IP мережі можуть змінюватись, огинаючи проблемні місця [2].

Процес передачі та обробки голосового сигналу по VoIP мережі наглядно демонструє наступна схема:



Рисунок 1. Обробка голосового сигналу при його передачі в мережі VoIP

Голосове повідомлення від передавача трансформується декілька разів. На початку, голосовий аналоговий сигнал надходить на кодек, де дискретизується та перетворюється в цифровий потік. Зазвичай, в мережах VoIP використовується стандартні кодеки ІКМ (імпульсно-кодової модуляції) та АДІКМ (адаптивної диференціальної імпульсно-кодової модуляції), які загалом представляють собою поєднання ЦАП і АЦП. Далі оцифровані дані проходять стадію компресії та кодування, де обробляються і аналізуються для подальшого зменшення їх об'єму за рахунок усунення пауз та фонового шуму. Справа в тому, що однією з особливостей мовної інформації, що дозволяє здійснити її стиснення, являється наявність пауз (діалогових, смислових та ін.), а у способах кодування, що використовує VoIP, вхідна інформація, яка відповідає паузам, або не передається взагалі, або стискається з низькою якістю. Після цього, отримані дані розділяються на пакети з додаванням службових даних: номера пакета, для його ідентифікації у разі доставлення пакетів не в зазначеній послідовності, а також адреси отримувача пакета [3].

На приймаючій стороні процес отримання голосових даних із пакетів також проходить декілька стадій. Після надходження пакетів на декодер, в першу чергу перевіряється їх послідовність. У зв'язку з тим, що час доставки пакетів в IP мережі не гарантується, може виникнути ситуація коли пакети що були відправлені пізніше можуть прийти раніше, тому для запобі-

гання даної ситуації пакети можуть тимчасово накопичуватись для подальшого відтворення їх послідовності. Також, в процесі маршрутизації частина пакетів може бути «загублена», або ж затримка в їх доставці може перевищувати допустимі для голосового сигналу значення (250..400 мс.). Відомо, що наш слуховий апарат не може сприймати затримки менше 250 мс, але в даний час існує велика к-ість технічних засобів, що дозволяють звести такі втрати до мінімуму [4]. У випадку втрати або затримки частини пакетів термінал викликає їх повторно. Крім того, у випадку затримки доставки пакетів вмикається процес апроксимації який дозволяє приблизно відтворити інформації на базі отриманих пакетів, а якщо втрати ігноруються, то декодер заповнює пропуски фоновим шумом і здійснює ехокомпенсацію (видалення еха і відтворення мовного сигналу). За статистикою, втрати пакетів до 5% не призводять до погіршенню розбірливості мовного сигналу [5]. Якщо отримана пакети відповідають зазначеній послідовності, тоді дані декомпресуються і перетворюються на аудіо-сигнал, який уже несе голосову інформацію отримувачу [2].

Перелік посилань

1. Легоцкой Є. Коммутация каналов и пакетов в сетях передачи данных [Електронний ресурс]. / Є. Легоцкой // evileg.com [веб-сайт]. [2017]. – Режим доступу: <https://evileg.com/post/37/>
2. Planet Networking & Communication, Учебник по IP-телефонии / 2004 – 8-133 с.
3. Кабылбеков А.Г. Исследование технологии VoIP в мультисервисной сети / А.Г. Кабылбеков // Вестник казахской академии транспорта и коммуникаций им. М. Тынышпаева – 2011. – ISSN: 1609-1817 – 152-155 с. (10)
4. Хачатрян А.Ю. Тенденции развития IP-телефонии / А.Ю. Хачатрян // Межотраслевая информационная служба им. М. Тынышпаева – 2005. – ISSN: 0236-4972 – 55-59 с. (11)
5. Шевцов Ф. И., Волков А. В., Ефименко А. А. Применение технологий voip при модернизации телефонной сети ао "Связьтранснефть" / Ф. И. Шевцов, А. В. Волков., А. А. Ефименко // Наука и технологии трубопроводного транспорта нефти и нефтепродуктов – 2015. – ISSN: 2221-2701 – 62-65 с. (12)

Анотація

Розглядається принцип роботи мережі з комутацією пакетів, проводиться аналіз процесу передачі та обробки голосового сигналу по VoIP мережі.

Ключові слова: комутація пакетів, VoIP, IP

Анотація

This article consider principle of work for packet switching network, also analyzed process of transmission and processing of the voice signal over the VoIP network.

Keywords: packet switching, VoIP, IP

РОЗПІЗНАВАННЯ ГЕОЗНІМКІВ ЗА ДОПОМОГОЮ МЕТОДІВ K-NNC ТА LIGHT GBM

*Петровський А. А., аспірант; Шпилька О. О., к. т. н, доцент
Національний технічний університет України «Київський політехнічний
інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна*

На сьогоднішній день питання аналізу супутникових зображень є дуже важливим. Сам аналіз може використовуватися для вирішення багатьох проблем. Одна з яких – це сегментація зображень. Завдання сегментації полягає у визначенні до якої категорії буде належати конкретний піксель на зображенні. Зазвичай це необхідно для розпізнавання та виділення різних областей на карті. Актуальність даної теми полягає у необхідності виділення областей на супутникових знімках для різних цілей.

Для порівняльного аналізу було вирішено перевірити роботу двох нейронних мереж для сегментації даних за допомогою методів найближчого сусіда та підсилення градієнту.

Для навчання було вирішено створити 5 категорій: ліс, поле, пісок, вода, місто, використовуючи супутникові знімки місії Sentinel-2. Знімки зроблені за допомогою цього методу мають 12 смуг в оптичному діапазоні. Опис діапазонів наведено у табл. 1. [1]

Таблиця 1

Назва смуги	Центральна довжина хвилі, мкм	Роздільна здатність, м	Ширина смуги, нм
Прибережні аерозолі	0.443	60	20
Синій	0.490	10	65
Зелений	0.560	10	35
Червоний	0.665	10	30
Вегетаційний червоний край	0.705	20	15
Вегетаційний червоний край	0.740	20	15
Вегетаційний червоний край	0.783	20	20
NIR	0.842	10	115
Вузкий NIR	0.865	20	20
Водяна пара	0.945	60	20
SWIR – Cirrus	1.375	60	20
SWIR	1.610	20	90
SWIR	2.190	20	180

Датасет для навчання має розмір 620 Мб та містить в собі зображення для всіх категорій, які розділені за допомогою папок. Для тренування було обрано бібліотеку на Python Scikit.Learn.

Самі знімки перед навчанням піддаються додатковій обробці. Насамперед один знімок подається у вигляді тривимірного з розмірами $w \times h \times 12$, де w та h – ширина та висота відповідно. Потім знімки комбінуються в один масив, проходять нормалізацію, після чого змінюється його розмірність на $n \times 12$, де n – загальна кількість пікселів у датасеті. Для даних вчителя, тобто даних, які містять інформацію приналежності до певної категорії використовується інструмент Matlab Image Labeling, дані якого потім експортуються в mat-файл, з якого ми можемо отримати інформацію про приналежність до певної категорії.

Потім отримані дані трансформуються у вектор. Після чого вони будуть готові для навчання. Важливо те, щоб розмірності даних для навчання та даних вчителя співпадали.

Для перевірки було обрано та розмічено окремий знімок. Це зроблено для того, щоб перевірити, як дана система працюватиме на реальних даних. Розмічену область можна побачити на рис. 1

На даному етапі було вирішено використати дві нейронні мережі – це K-NNC(метод k-найближчого сусіда) та Light GBM(градієнтного підсилення).

Метод класифікатор з k-найближчим сусідом є методом навчання з учителем. У цьому методі дані складаються з k-найближчих вибірок у наборі даних для навчання. Об'єкт класифікується за допомогою множини голосів його сусідів, і відповідно, він буде відноситися до класу, який є найбільш поширеним серед його сусідів. Якщо $k=1$, то він належить найближчому сусіду. Важливими є також вагові значення внеску сусіда, щоб внесок найближчих був більший, ніж у віддалених. Тому використовують такий коефіцієнт – $1/d$, де d – відстань до сусіда. Нехай дані будуть представлені у вигляді точок $f(x_1, y_1), f(x_2, y_2) \dots f(x_i, y_i) \dots f(x_n, y_n)$, де x_i, y_i – вектор ознак та мітки класів відповідно. Сама функція для цього методу, де p – вектор ознак, а k – кількість сусідів матиме вигляд [2]:

$$f(p, k) = y_c, c = \arg \max_i \|p - x_i\|^2 \quad (1)$$

При перевірці на іншому знімку точність за допомогою цього методу складає 58%. Сам результат сегментації можна побачити нижче на рис. 2.

Посилення градієнта – це техніка машинного навчання, яка базується на основі дерев рішень. Самі дерева проєктується поетапно, дозволяючи оптимізувати функцію втрат. Цей метод об'єднує кілька слабких методів навчання в одне сильне способом багатьох ітерацій. Мета цього алгоритму є передбачення значення y . Це відбувається шляхом пошуку наближення $F(x)$ у вигляді зваженої суми базових (слабких) функцій [3]

$$\hat{F}(x) = \sum_{m=1}^M \gamma_m h_m(x) + \text{const} \quad (2)$$

де — ваговий коефіцієнт, — базова функція

Точність такої мережі складає 42%. Результат сегментації можна побачити на рис. 3.

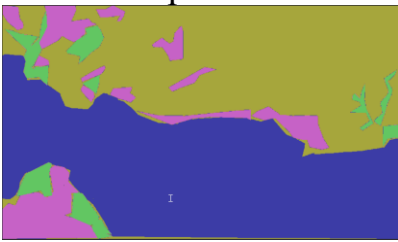


Рисунок 1. Розмічена область для навчання



Рисунок 2. Результат сегментації за допомогою K-NNC

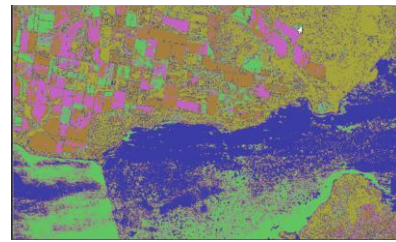


Рисунок 3. Результат сегментації за допомогою LightGBM

У даній публікації було розглянуто методи сегментації супутникових знімків за допомогою методів K-NNC та LightGBM. У результаті проведеного дослідження було з'ясовано, що точність цих моделей складає 58% для методу k-найближчого сусіда та 42% для підсилення градієнта. Основними причинами неточних результатів є відносна простота даних моделей, одновимірність даного датасету та мала кількість даних для навчання. Як результат, для покращення результатів необхідно створити двовимірну нейронну мережу з згортковими шарами та збільшити кількість даних для навчання.

Перелік посилань

1. Sentinel Online. European Space Agency. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://earth.esa.int/web/sentinel/technical-guides/sentinel-2-msi/msi-instrument>.
2. Hart P. Nearest neighbor pattern classification / P. Hart, T. Cover., 1967.
3. LightGBM: A Highly Efficient Gradient Boosting Decision Tree / [К. Guolin, Q. Meng, T. Finley та ін.]. // Advances in Neural Information Processing Systems. – 2017. – №30.

Анотація

У даній публікації було розглянуто сегментацію супутникових знімків за допомогою метода k-найближчого сусіда (K-NNC) та підсилення градієнта (LightGBM). Для перевірки роботи даних моделей було створено окремий датасет, який складається з 5 категорій та проведено на ньому навчання. У результаті перевірки на окремому знімку було отримано результати точності 58% та 42% відповідно.

Ключові слова: сегментація, нейронна мережа, K-NNC, LightGBM

Abstract

Segmentation of satellite images using k-nearest neighbor (K-NNC) and gradient boosting (LightGBM) was considered in this publication. For performance testing, a separate dataset consisting of 5 categories was created and used for training. As a result of the test on a separate image, accuracy scores are 58% and 42% respectively.

Keywords: segmentation, neural networks, K-NNC, LightGBM

СМАРТ ЗАРЯДНА СТАНЦІЯ

Рибас О.М., студент; Шульга А.В., к.т.н., доц.

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

На сьогоднішній день використання технологій у повсякденному житті зустрічається дедалі частіше. Це зрозуміло, адже з допомогою різних приладів, які вже є у кожному домі, побутові справи можна суттєво полегшити або пришвидшити. Наприклад, тепер не треба витратити час на ручне прання речей чи довгий та виснажливий процес готування їжі, це все вже спрощено до справи на 10 чи 15 хвилин. І все це поступово поєднується до однієї системи смарт дому. Такі системи досить зручні у використанні, адже вони дають змогу керувати світлом у домі, вмикати та вимикати прилади, краще реагувати на дії, які пов'язані з таймером (завдяки повідомленням), перевірити чи зачинені двері, що іноді дуже турбує людей, тощо.

Як частину такої системи можна розглянути зарядну станцію. Часто виникає така ситуація, що потрібно зарядити 2-3 девайси за відносно короткий час, але люди ставлять перший на зарядку і «забувають» про нього. Тоді він може вже повністю заряджений просто пролежати займаючи місце ще 2-3 години. І ось до виходу заряджені лише навушники, а браслет розряджений. Тому раціонально було б використовувати розумну зарядку, яка передбачає оповіщення по закінченню зарядки. Воно може приходити на телефон або, якщо сам телефон на зарядці, вмикати світловий чи звуковий сигнал, що допоможе запобігти вище приведеній ситуації.



Рисунок 1. Зарядний пристрій WFX – 818F

З існуючих аналогів на сучасному ринку слід розглянути зарядне WFX – 818F (рис. 1) [1]. Даний пристрій має кілька портів для заряджання, включаючи звичайну зарядку, QC (quick charge) та type-c. На панелі зверху розташована магнітна зарядка для безпроводного заряджання. Ця станція має дисплей для відображення напруги та струму на портах зарядки. Ціна його досить доступна в наш час і становить приблизно 500 грн. Однак, недоліком є те, що в ньому немає функції сповіщення про закінчення зарядки, що є однією з головних функцій такого девайсу. А ще відсутня батарея для зарядки при

відімкненій від мережі.

Ще одним цікавим зарядним пристроєм є УС – CDA19 (рис. 2) [2]. Така модель має більшу кількість роз'ємів для QC зарядки, проте вона позбавлена бездротової зарядки.



Рисунок 2. Зарядний пристрій УС – CDA19

Даний пристрій має приємніший інтерфейс і усі захисти девайсів, як і попередня зарядна станція. Його ціна становить приблизно 400 – 700 грн, в залежності від магазину. Однак, і в цьому зарядному пристрої відсутня система сповіщення про завершення зарядки девайсів і власної батареї

Отже, сучасний ринок ставить досить великі вимоги до зарядних станцій, особливо якщо це смарт система для підзарядки. Отже, проаналізувавши уже існуючі прототипи, було виявлено, що основним їх недоліком є те, що жоден з них не має звукового та світлового сповіщення про завершення зарядки.

Тому було розроблено концепт смарт зарядної станції (рис. 3).



Рисунок 3. Прототип смарт зарядної станції

Дана зарядна станція може містити 6 – 8 роз'ємів типу QuickCharge для швидкої зарядки, що дозволяє заряджати багато гаджетів одночасно. У верхній частині корпусу розташована магнітна бездротова зарядка для додаткової зручності. Основною відмінністю даного пристрою є наявність двох кнопок регулювання системи сповіщення: одна відповідає за перемикання звукового режиму, а інша – світлового. Звуковий може використовуватись для сповіщення, коли людина зайнята, а світловий на випадок, якщо

відбувається засідання і зайві звуки не бажані. Однак, ці кнопки можна використовувати в парі, або взагалі не вмикати. Додатково зарядна станція оснащена автономним акумулятором або павербанком, це дасть змогу заряджати пристрої навіть у ситуації, коли вимкнуть живлення мережі. Даний пристрій має невеликі габарити, лаконічну форму і невисоку собівартість, що теж можна віднести до переваг. Ще ведеться робота над створенням додатку для телефону, який буде сповіщати про те, що інші підключені пристрої заряджені (навушники, годинник, тощо).

Отже, представлений концепт смарт зарядної станції, яка має великий функціонал, просту лаконічну форму і невисоку собівартість. Пристрій додатково оснащений автономним акумулятором або павербанком, це дає змогу заряджати пристрої при відсутності світла, що зараз в Україні є дуже актуальним. Даний девайс наразі має малу конкуренцію, що позитивно вплине на збут такого продукту.

Перелік посилань

1. WLX - 818F Specification. Test of adaptive intelligent LCD display Multiport Charger WLX-818F. (n.d.). Retrieved October 6, 2022, from <https://lygte-info.dk/review/USBpower%20Adaptive%20Intelligent%20LCD%20display%20Multiport%20Charger%20WLX-818F%20UK.html>

2. YC - DCA19 Specification. Test of 8 Port 8A USB Charger YC-CDA19Q. (n.d.). Retrieved October 6, 2022, from <https://lygte-info.dk/review/USBpower%208%20port%208A%20USB%20charger%20YC-CDA19Q%20UK.html>

Анотація

Розглянуто та проаналізовано сучасний ринок зарядних станцій. Представлено концепт смарт станції, яка має кілька портів для швидкої зарядки, магнітну бездротову зарядку, автономний акумулятор, на випадок відключення електропостачання, а головне, звуковий та світловий сигнал сповіщення про закінчення заряджання.

Ключові слова: смарт станція, зарядна станція, девайс, бездротова зарядка.

Abstract

The modern market of charging stations was considered and analyzed. Also the concept of a smart station is presented, which has several ports for fast charging, magnetic wireless charging, a battery in case of a power outage, and a sound and light signal for notification of the end of charging.

Keywords: smart station, charging station, device, wireless charging

ДОСЛІДЖЕННЯ АКУСТИЧНИХ СИГНАЛІВ В СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ З ЧАСТКОВИМ ЗАШУМЛЕННЯМ

Світловський Є.В.; Трапезон К. О., к.т.н., доц.

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,

м. Київ, Україна

Технології, де широко використовуються акустичні інформаційні сигнали, останнім часом охоплюють все більше сфер життєдіяльності людини. Так, серед цих реалізацій варто відмітити системи безпеки за кермом автомобіля, засоби телекомунікацій та зв'язку між абонентами, системи мобільного та супутникового зв'язку, тощо. У більшості випадків при передаванні та прийманні акустичних сигналів у таких системах застосовуються процедури низькошвидкісного кодування. Низькокошвидкісне кодування дозволяє отримати ущільнення каналу зв'язку, що в результаті є причиною забезпечення більшої пропускної здатності. Одним з перспективних методів низькошвидкісного кодування можна вважати метод лінійного кодування з прогнозуванням (LPC, linear predictive coding)[2]. Метод LPC дуже просто адаптується до створення узагальненої дискретної моделі мовного акустичного сигналу. Реалізація цього методу передбачає використання в структурній схемі відповідного вокодера формантного фільтру. При цьому, модель цього фільтру обов'язково має відповідати спрощеній моделі голосового тракту. У свою чергу, модель голосового тракту є інтерполяцією реальної акустичної системи. Саме такий підхід до створення системи передавання мовних сигналів дозволяє врахувати їх індивідуальні особливості при конструюванні вокодерів.

Метод лінійного кодування з прогнозуванням при практичному застосуванні використовується і в алгоритмах розпізнавання зашумленого мовного сигналу [1, с. 165]. На рисунку 1 наведена структурна схема, яка пояснює реалізацію методу. Сигнал з шумом надходить на кодер, де відбувається дискретизація сигналу та розбиття його на часові інтервали (сегменти або кадри) тривалістю до 20 мс з 50% запасом за перекриттям. І вказане розбиття є водночас і обмеженням методу, адже більш короткі сегменти, тривалістю, наприклад 10 мс, будуть взяті з сусідніх сегментів такими, що не змінюються і це може бути причиною помилок при обробленні та зчитуванні цих сигналів.

Тобто, сигнал розбивається на часові вікна фіксованого розміру, де як передбачається, параметри сигналу не змінюються. Далі до кожного вікна застосовується алгоритм вилучення ознак у формі коефіцієнтів кепстру, тобто коефіцієнтів лінійного прогнозування. На основі значень цих коефі-

цієнтів, можна оцінити форманти мовного сигналу, і до того ж коефіцієнти можуть бути використані при розрахунку параметрів мовного тракту.

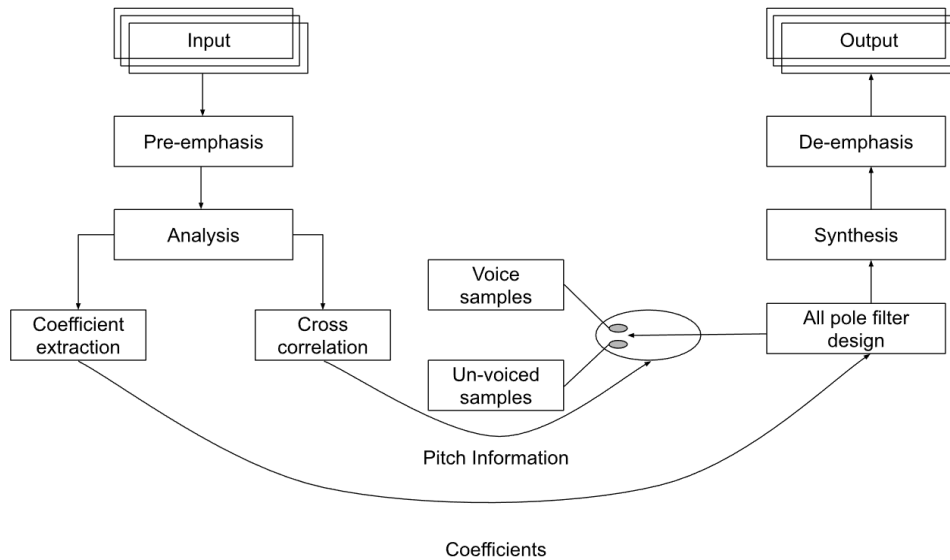


Рисунок 1. Спрощена модель [1, с. 168]

Для аналізу мовних сигналів в роботі використовуємо програму PRAAT та визначимо характеристики сигналу без шуму та з шумом, і потім на основі методу лінійного кодування з прогнозуванням, знайдемо коефіцієнти LPC та проведемо оцінку можливості очищення сигналу від шумового забруднення [3, с. 4].

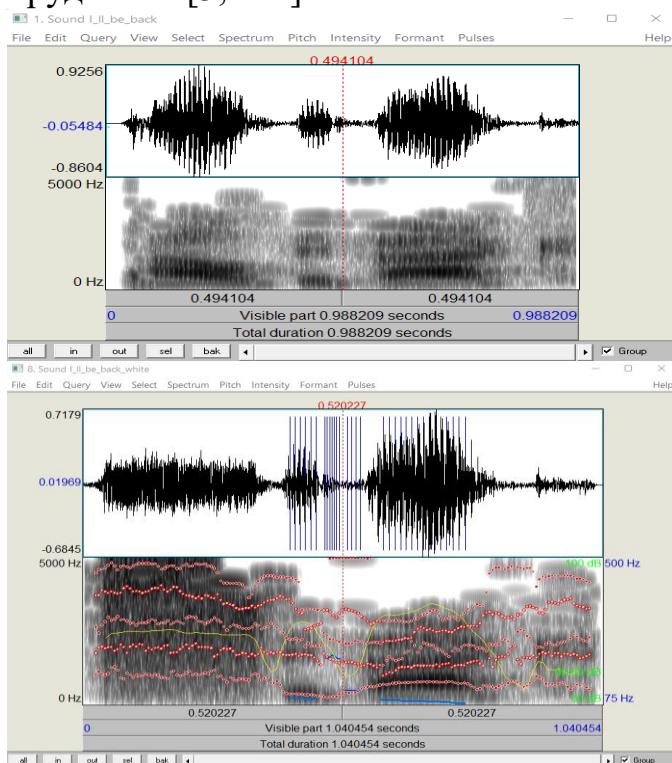


Рисунок 2. Сонограма оригінального сигналу/впливу білого шуму

В якості вихідних даних для проведення експерименту виберемо акустичний мовний сигнал відомої фрази “I’ll be back” тривалістю 0,988 сек (рис.2). Параметри сигналу наступні: верхня частота дискретизації 16 кбіт/сек, рівень квантування 32 біт, формат сигналу – моно. Порівнявши оригінальний сигнал та сигнал з білим шумом (рис.2), можна відмітити, що додавання шуму до сигналу призводить до зменшення енергетичних параметрів цього сигналу, і до того ж зменшується середня інтенсивність мовного сигналу (в середньому на 2-3

дБ), що впливає на розбірливість мовного сигналу.

Аналізуючи отримані коефіцієнти LPC з програми PRAAT можна зробити висновок, що наявність шуму призводить до зміни полюсів передаточної функції формантного фільтру, а отже змінюються і формантні частоти моделі мовного тракту. Це свідчить про те, що метод LPC є адаптивним до появи шумових складових і при наявності шуму модель мовного тракту повністю перебудовується.

Перелік посилань

1. Thimmaraja Y.G., Nagaraja B.G., Jayanna H.S. Speech enhancement and encoding by combining SS-VAD and LPC. *International Journal of Speech Technology*, 2021. No 24. — 165–172 с.
2. Moriya T., Sugiura R. Progress in LPC-based frequency-domain audio coding. *SIP*, 2016. Vol. 5, No 11. — 1–10 с.
3. Tagomori T., Tsuruda R., Matsuo K. Speaker verification from mixture of speech and non-speech audio signals via using pole distribution of piecewise linear predictive coding coefficients. *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, 2020. — 1–11 с.

Анотація

Розглянуто випадок, коли частина мовного сигналу знаходиться під окремою дією шуму з однаковою амплітудою. За допомогою інструментів програмного забезпечення PRAAT, отримано енергетичні характеристики сигналу без шуму та з шумом, і на основі методу лінійного кодування з прогнозуванням знайдено коефіцієнти формантного фільтру через використання автокореляційної функції. За отриманими результатами виявлено, що присутність шуму призводить до зменшення усереднених значень енергетичних параметрів мовного сигналу. Крім цього виявлено, що при додаванні шуму до сигналу зменшується і середня інтенсивність сигналу (в середньому на 2-3 дБ), що може бути перешкодою при отриманні необхідної якості за розбірливістю мовного сигналу на приймальному кінці лінії зв'язку.

Ключові слова: *вокодер, акустика, сигнал, оброблення, метод, шум.*

Abstract

We consider the case when a part of the speech signal is under the separate action of type of noise with the same amplitude. With the help of PRAAT software tools, the energy characteristics of the signal without noise and with noise are obtained, and based on the method of linear coding with prediction, the coefficients of the formant filter are found based on the use of the autocorrelation function. According to the obtained results, it was found that the presence of noise leads to a decrease in the averaged values of the energy parameters of the speech signal. In addition, it was found that when noise is added to the signal, the average intensity of the signal decreases (on average by 2-3 dB), which can be an obstacle in obtaining the necessary quality in terms of intelligibility of the speech signal at the receiving end of the communication line.

Keywords: *vocoder, acoustics, signal, processing, method, noise.*

ЕЛЕКТРОАКУСТИЧНИЙ ТРАКТ ДЕТЕКТОРА МЛА

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

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

Акустичний детектор МЛА може бути ефективним доповненням до вже існуючих систем, що працюють в оптичному чи радіо діапазоні [1]. Детектор складається з електроакустичного тракту, блоку АЦП та блоку цифрового оброблення сигналів на базі ПК (рис.1). Одним з найважливіших елементів акустичного детектору є первинний електроакустичний перетворювач, в ролі якого доцільно використовувати мікрофон. Мікрофони різних типів достатньо суттєво розрізняються своїми характеристиками (табл.1).

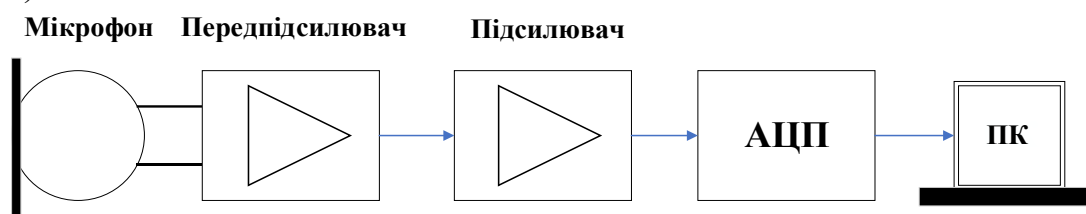


Рисунок 1 — Структурна схема акустичного детектора

Як бачимо, найбільший рівень чутливості мають конденсаторні та електретні мікрофони -30 дБ. При цьому вони мають найменшу нерівномірність АЧХ в робочій смузі частот. Оскільки спектр акустичних сигналів дронів лежать у межах 1 кГц – 12 кГц [0], то всі наведені типи мікрофонів здатні працювати в цій смузі.

Таблиця 1. Основні характеристики мікрофонів

Тип мікрофону	Електродинамічний		Конденсаторний	Електретний
	катушковий	стрічковий		
Діапазон частот, Гц	40...20000	30...18000	20...20000	20...20000
Чутливість, дБ	-60...-45	-56...-40	-60...-30	-60...-30
Нерівномірність АЧХ, дБ	12	10	5	5
Рівень власних шумів, дБ	30...18	30...16	30...4	30...5
Внутрішній опір, Ом	150...1500	200...1000	200...2200	200...200
Звуковий тиск, дБ	до 150	до 140	до 140	до 140

Найширший динамічний діапазон по звуковому тиску мають динамічні мікрофони, але показники і інших мікрофонів знаходяться у допустимих межах: динамічний діапазон шумів від МЛА зазвичай менше 110 дБ.

Діапазон рівнів сигналу на виході мікрофонного підсилювача при наявності системи АРП зазвичай складає 100 мВ – 1 В, тому відносний рівень власних шумів всієї системи визначається шумами підсилювача або передпідсилювача [0]. Джерелом власних шумів динамічних мікрофонів є підсилювач на біполярному (найчастіше) транзисторі, тому що на низьких частотах (до 5 кГц) та при малому імпедансі джерела вхідного сигналу (до 1 кОм) завжди будуть переважати шуми напруги біполярного транзистора [0]: середнє значення дорівнює приблизно 16 дБ. На вході конденсаторних та електретних мікрофонів стоїть перетворювач заряд-напруга, тому через високий вхідний опір рівень власних шумів буде визначатись польовим транзистором, що розташований безпосередньо у капсулі мікрофону [0]. Середнє значення коефіцієнта власних шумів 5 дБ.

Конденсаторні та електретні мікрофони мають подібні принципи роботи та широкий динамічний діапазон, достатньо високий рівень чутливості, через малий коефіцієнт власних шумів. Однак, конденсаторному мікрофону потрібна достатньо висока напруга живлення — від 48 В, яка під час детектування сигналів у «польових умовах» при високому рівні вологості, може призвести до пробою. Тому через нижчу напругу живлення та високу надійність доцільно використовувати електретні мікрофони.

Під час роботи детектора акустичних сигналів МЛА, в залежності від відстані або оточуючого середовища, амплітуди сигналів можуть змінюватись у широкому діапазоні. Відповідно, для захисту приймача від перенасичення та збільшення динамічного діапазону, застосовують логарифмічні підсилювачі або системи автоматичного регулювання підсилення (АРП). Перевагами логарифмічних підсилювачів є динамічний діапазон до 7 – 9 декад та безінерційність — миттєве відновлення чутливості після впливу сильних завад. Головним недоліком є низька інтермодуляційна вибірковість. Через нелінійність характеристики, слабкі сигнали будуть давати додаткові «продукти» перетворення, у спектрі почнуть з'являтися зайві складові. Підсилювачі з системою АРП більш ефективні для придушення завад оточуючого середовища. Перевагами є ширший динамічний діапазон та малий рівень струму споживання. А недоліком, відповідно, інерційність системи. Але акустичні сигнали МЛА не є швидкозмінними, тому її ефект нівелюється.

Існує багато варіантів реалізації таких систем, тому доцільніше використовувати готовий підсилювач, аніж розробляти окрему схему. Після аналізу ринку було обрано модуль на мікросхемі MAX9814 — високоякісний мікрофонний підсилювач, що складається із передпідсилювача з низьким рівнем шуму, підсилювача із АРП та генератора напруги зміщення мі-

крофона, $U_{\text{вих}}$ становить 2 В постійного струму при зміщенні 1,25 В, тому підсилювач можна використовувати з будь-яким АЦП із входом до 3,3 В.

Оцінимо характеристики АЦП, що може бути застосований в детекторі МЛА. На вибір АЦП впливає діапазон робочих частот та динамічний діапазон мікросхеми мікрофонного підсилювача. Частота дискретизації, за теоремою Котельникова, має бути в 2 рази більшою, ніж максимальна робоча частота мікрофону, тобто не менше 40 кГц. Оскільки робоча смуга частот 20 кГц, а вхідний рівень шумів мікросхеми на цій частоті $e_{\text{ш}} = 30 \frac{\text{нВ}}{\sqrt{\text{Гц}}}$, то при мінімальному підсиленні ($k = 40 \text{ дБ} = 100$ разів) ЕРС шуму дорівнює: $\varepsilon_{\text{ш}} = e_{\text{ш}} \cdot \sqrt{f_{\text{роб}}} \cdot k = 0,43 \text{ мВ}$. Максимальний розмах сигналу, що забезпечує мікросхема 2 В, тому опорна напруга АЦП — 2,54 В, як найближче стандартне значення. Тоді мінімальний рівень вхідного сигналу буде 0 В, а максимальний (V_{ref}) — 2,54 В. Кількістю рівнів квантування (N) є значення опорної напруги АЦП поділене на ширину сходинок (величину напруги молодшого біту): $N = \frac{V_{\text{ref}}}{\varepsilon_{\text{ш}}} = 5893$. Розрядність АЦП $n = \log_2(N + 1) = 12,25$. Відповідно необхідно взяти 14-розрядне АЦП. Використання перетворювачів з більшою розрядністю не є доцільним, оскільки через імпульсні завади або теплові шуми молодші біти не будуть нести корисну інформацію.

Висновки. За структурною схемою був проведений аналіз елементної бази прототипу детектора. У якості реєстратора звукових хвиль МЛА доцільно використовувати електретний мікрофон. Для забезпечення широкого динамічного діапазону та захисту детектора від перевантаження, потрібно обирати підсилювач із системою АРП на базі мікросхеми MAX9814. Для подальшої обробки аналогових сигналів необхідний АЦП з частотою дискретизації не менше 40 кГц та розрядністю 14 біт.

Література

1. Сокольський С.О. Огляд методів виявлення та локалізації малих безпілотних літальних апаратів / С.О. Сокольський, А.В. Мовчанюк // Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2021. – Вип.87. – с. 46-55.
2. Сухов Н. Е. Техника высококачественного звуковоспроизведения/ Н.Е. Сухов, С. Д. Бать, В. В. Колосов, А. Г. Чупаков. — К.: Техніка, 1985. — 160 с.
3. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике/ П. Шкритек, перевод с немецкого И. Д. Гурвица. — М.: Мир, 1991. — 422 с.

Анотація

Схема-технічний аналіз акустичного тракту детектора МЛА

Ключові слова: Дрон, МЛА, мікрофон, підсилювач з АРП, АЦП.

Abstract

Schematic and technical analysis of the acoustic path of the detector of small UAV.

Keywords: Drone, small UAV, microphone, amplifier with ARP, ADC.

АВТОМАТИЗОВАНЕ ПРОЕКТУВАННЯ ЛЕГКИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ НА ОСНОВІ ГРАФОВОЇ ГРАМАТИКИ

Струков Д.Д., магістр; Мирончук О.Ю, PhD

КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна

Автоматизація та розуміння конструкції робота, а також взаємодія між конструкцією та контролером робота вже давно є ключовим питанням досліджень [1]. Це особливо складна дослідницька проблема, оскільки простір проектування є широким і важкорозв'язним, а інструменти для автоматизованого та ефективного дослідження дуже обмежені. Щоб забезпечити можливість великомасштабного пошуку роботів потрібні підходи для структурування простору проектування, інструменти для ефективного пошуку, а також симулятори для вивчення та оцінки багатьох тисяч конструкцій [2].

На рис. 1 представлено приклад вхідних даних і згенерованих на їх основі конструкцій дронів шляхом використання графової граматики.

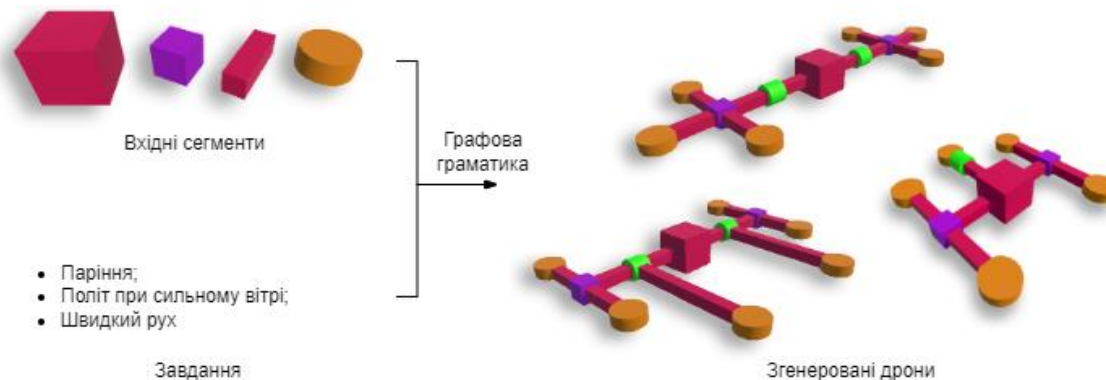


Рисунок 1. Згенеровані дрони за допомогою графової граматики

Вхідними даними являється набір сегментів, з'єднань, та інформації про задачі, які повинен виконувати дрон. За допомогою графової граматики на основі вхідних даних генерується безліч конструкцій дронів з компонентів на вході, які тестуються на вказаному завданні. На рис. 2 представлено приклад конструкції дрона і його граф.

Для автоматизованого проектування дронів може бути використана симуляція на основі рушія Unity та його інструментарію для роботи з навчанням агентів. Навчання агентів виконується методом навчання з підкріпленням, який дозволяє налаштовувати агентів та навчати їх будь яким алгоритмом у середовищі python.

Кожна конструкція генерується на основі створеної схеми правил конструкції, яка складається із списку усіх можливих елементів та їх можливих з'єднань. Створення схеми виконується на основі мови графів DOT Language. Приклад схеми правил конструкції дрона представлено на рис. 3.

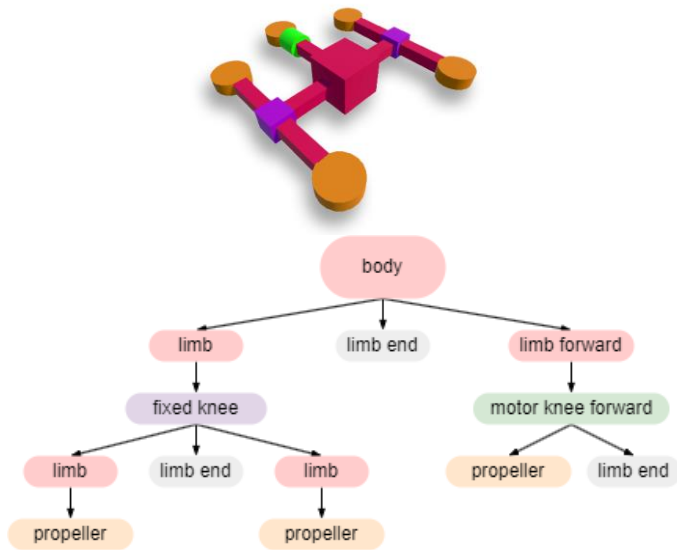


Рисунок 2. Конструкція дрона і його граф

та утворює один єдиний великий граф, що містить усі згенеровані конструкції та їх якість роботи в симуляції.

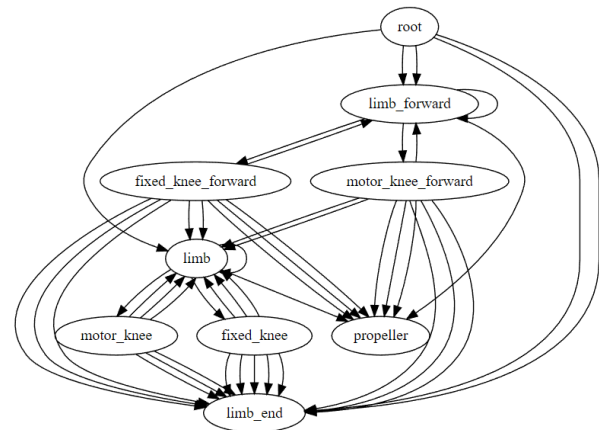


Рисунок 3. Схема правил конструкції дрона

На рис. 4 представлено умовний приклад графу конструкцій дронів та їхня оцінка ефективності виконання поставленої задачі. Використовуючи цей граф, алгоритм може пришвидшити пошук більш відповідної конструкції, а не генерувати випадкові. Цей процес відбувається завдяки алгоритму евристичного пошуку по графу Graph Heuristic Search (GHS) [3], який узагальнює знання з досліджених зразків на неперевірені конструкції, підвищуючи ефективність пошуку. Аналізуючи оцінку ефективності, евристика може спрямовувати пошук, допомагаючи швидше знаходити оптимальні рішення. Для цього застосовується глибоке навчання, а саме графові нейронні мережі (GNN). GNN особливо добре підходять для навчання на топологічних або структурованих вхідних даних, таких як конструкції роботів [3]. Для уникнення пошуку лише по одному напрямку, де він може впасти у «локальний мінімум», при пошуку більш відповідної конструкції

Після генерації конструкція починає навчатись виконувати поставлене завдання використовуючи механізм навчання з підкріпленням (Reinforcement Learning).

Для навчання агентів виконувати поставлене завдання застосовано алгоритм Proximal Policy Optimization (PPO), який достатньо просто реалізувати та налаштувати для системи з агентами. Результат навчання додається до графу з усіма іншими конструкціями

у додаток до GHS використовується метод E-greedy search.

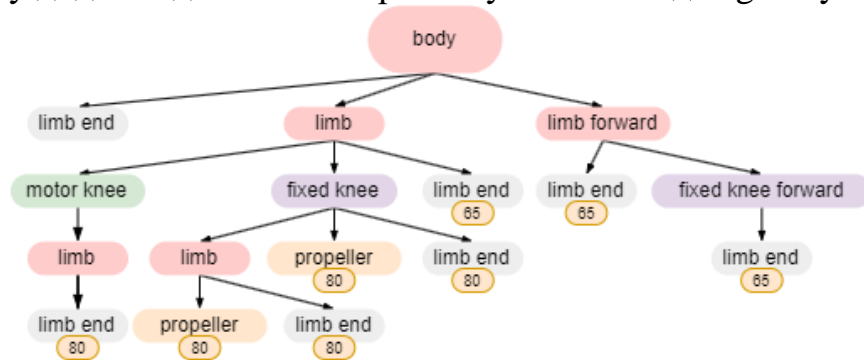


Рисунок 4. Граф конструкцій дронів з оцінками ефективності виконання поставленої задачі

Натхнення на виконання даної роботи отримано від дослідження RoboGrammar: Graph Grammar for Terrain-Optimized Robot Design [4].

Це простий метод збалансування розвідки та експлуатації,

який описується виразом

$$A_t = \begin{cases} \arg \max_a Q_t(a), & \text{з ймовірністю } 1 - \varepsilon \\ a, & \text{з ймовірністю } \varepsilon \end{cases}, \quad (1)$$

де A_t – дія в момент часу t ; $Q_t(a)$ – таблиця пари станів та дій у момент часу t ; ε – ймовірність обрати випадкову дію.

Перелік посилань

1. Jonathan Hiller and Hod Lipson. 2011. Automatic design and manufacture of soft robots. *IEEE Transactions on Robotics* 28, 2 (2011), 457–466.
2. Jordan B Pollack, Gregory S Hornby, Hod Lipson, and Pablo Funes. 2003. Computer creativity in the automatic design of robots. *Leonardo* 36, 2 (2003), 115–121.
3. Gil Lederman, Markus N Rabe, Edward A Lee, and Sanjit A Seshia. 2018. Learning heuristics for automated reasoning through deep reinforcement learning. *arXiv preprint arXiv:1807.08058* (2018).
4. Allan Zhao, Jie Xu. RoboGrammar: Graph Grammar for Terrain-Optimized Robot Design. [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: <https://cdfg.mit.edu/assets/files/robogrammar.pdf>

Анотація

Розглянуто систему автоматизованого проектування повітряних дронів на основі графової граматики для генерації конструкцій дронів, що спеціалізуються на вирішенні обраних завдань. Описано методи та алгоритми, які лежать в основі роботи системи. Показано приклади дронів, згенерованих системою на основі заданих вхідних даних.

Ключові слова: навчання з підкріпленням, автоматизоване проектування, граф, дрон.

Abstract

The system of computer-aided design of aerial drones based on graph grammar for the generation of drone designs that specialize in solving selected problems is considered. The methods and algorithms underlying the system are described. Examples of drones generated by the system based on the given input data are shown.

Keywords: Reinforcement learning, automated design, graph, drone.

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

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

Керівник секції: Андрій Мовчанюк

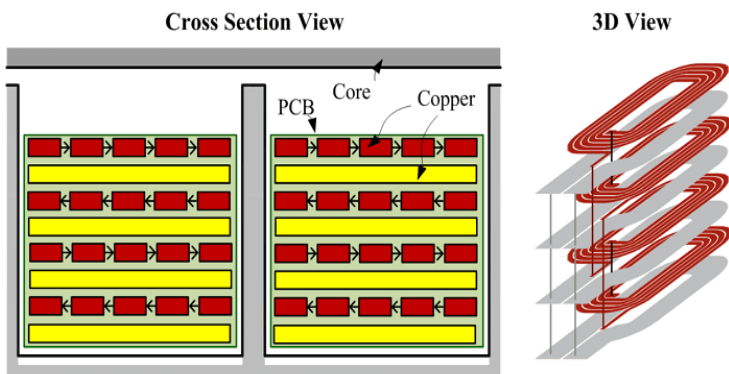
Секретар секції: Ірина Сушко

АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ПЛАНАРНИХ ТРАНСФОРМАТОРІВ У ВИСОКОЧАСТОТНИХ ІМПУЛЬСНИХ СИСТЕМАХ ЖИВЛЕННЯ

*Арсенюк Д. О., аспірант; Зіньковський Ю. Ф., д.т.н., проф.
Національний Технічний Університет України
“Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського”
м. Київ, Україна*

Основними факторами при розробці імпульсних систем живлення досі є питома потужність та зниження вартості, за рахунок оптимізації розмірів та ефективності перетворювачів енергії. Оптимальний вибір елементної бази має важливе значення для компактності конструкцій. В імпульсних системах живлення магнітні елементи, вважають найбільш громіздкими та дорогими компонентами. Робота на більших частотах перемикання має свої переваги у зменшенні розміру, ваги, низької вартості та більшої енергоефективності роботи [1]. Але по мірі зменшення розмірів, такі ефекти як індуктивність розсіювання, паразитна ємність, починають суттєвіше впливати на вихідний сигнал перетворювача.

Технологія планарних трансформаторів на основі багатошарових друкованих плат пропонують переваги перед дротяними трансформаторами, включаючи малу габаритну висоту, низьку індуктивність розсіювання. Обмотками слугують провідникові доріжки на друкованій платі, де шари розділені ізоляційним матеріалом. Обмотки розміщуються між малогабаритними феритовими осерддями. Але велика площа перекриття та малі від-



стані між шарами викликає велику паразитну ємність, що може серйозно вплинути на застосування трансформатора на великих частотах.

Існують різноманітні способи зменшення паразитної ємності між доріжками друкованої плати. Один із методів основу-

Рисунок 1. Багатошаровий планарний трансформатор

ється на мінімізації шару перекриття між шарами провідника, але для цього методу знадобиться значна площа друкованої плати, до того ж, такий метод не може повністю зменшити колювання струм на первинній обмотці [2]. Інші ж пропонують різноманітні структури, які дозволяють зменшити вплив паразитних ефектів. Запропонована структура [3], де міжшарові обмотки трансформатора підключені паралельно, а не послідовно, що забезпечує нульовий електричний потенціал між шарами. Значення

міжобмоточних ємностей знижується у 20 разів, що дозволяє отримувати покращені характеристики з точки зору завад та регулювання напругою. Метод [2] використовує переваги з паразитної ємності щоб забезпечити низький імпеданс шляху для електромагнітного шуму порівнюючи з дровими трансформаторами на різних частотах.

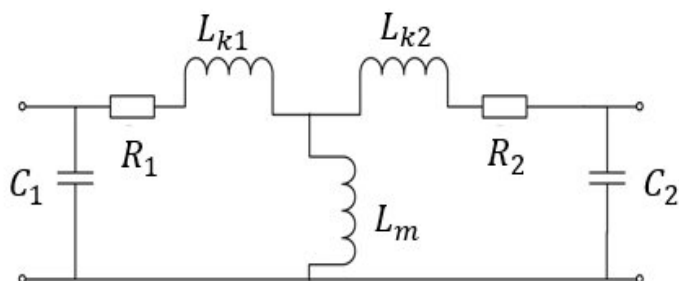


Рисунок 2. Еквівалентна схема планарного трансформатора

Втрати на трансформаторі являють одною з основних проблем високочастотних приладів, адже вони можуть знизити загальну енергоефективності, які треба врахувати при проектуванні. Втрати магнітного осердя включають в себе втрати

на гістерезисі, втрати вихрових струмів, надлишкові втрати, які можна розрахувати [4-5]:

$$P_{core} = k_h B_m^\alpha f + k_m B_m^2 f^2 + k_{ex} B_m^{1.5} f^{1.5}, \quad (1)$$

де k_h , k_m , k_{ex} — коефіцієнти втрат вихрових струмів, втрат на гістерезисі та надлишкових втрат відповідно, f — робоча частота роботи трансформатора, B_m — середня магнітна індукція осердя, α — індекс втрат, пов'язаний з відповідним магнітним матеріалом.

Завдяки тому, що можливо зменшити розмір осердя, у порівнянні з осердям дровяного трансформатора, втрати у сердечнику будуть меншими, хоча вони і будуть збільшуватися з ростом робочої частоти.

Втрати на обмотках трансформатора можна розрахувати по формулі:

$$P_w = k_R R_{DC} I_{rms}^2, \quad (2)$$

де R_{DC} — опір обмотки постійного струму, I_{rms} — середньоквадратичне значення струму, k_R — еквівалентний коефіцієнт опору:

$$k_R = \frac{h_c}{\Delta} \left[\frac{\sinh \frac{2h_c}{\Delta} + \sin \frac{2h_c}{\Delta}}{\cosh \frac{2h_c}{\Delta} - \cos \frac{2h_c}{\Delta}} + \frac{2k_n}{3} \frac{\sinh \frac{h_c}{\Delta} - \sin \frac{h_c}{\Delta}}{\cosh \frac{h_c}{\Delta} + \cos \frac{h_c}{\Delta}} \right], \quad (3)$$

де h_c — товщина провідника, Δ — глибина скін-шару, $k_n = n_{eq}^2 - 1$, де n_{eq} — кількість шарів намотки.

Так як, у планарному трансформаторі, замість дрової обмотки використовується обмотка на друкованій платі, навіть зі збільшенням частоти втрати в обмотці будуть меншими.

З цього можна зробити висновок, що загальні втрати трансформатора $P_{loss} = P_{core} + P_w$ та його ефективність зростає. Для перетворювачів енергії з різним діапазоном вихідних напруг можна досягти ефективності більше 90%.

Комбінуючи сучасні методи оптимізації структури трансформатора, сучасні матеріали та методики проектування можна збільшити енергоефективність сучасних систем живлення в більш компактному розмірі.

Перелік посилань

1. Rylko, Marek & Hartnett, Kevin & Hayes, John & Egan, M.G. “Magnetic Material Selection for High Power High Frequency Inductors in DC-DC Converters. Conference Proceedings” / Rylko, Marek & Hartnett, Kevin & Hayes, John & Egan, M.G. // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition — 2009.
2. M. Pahlevaninezhad, D. Hamza, and P. K. Jain, “An improved layout strategy for common-mode EMI suppression applicable to high frequency planar transformers in high-power DC/DC converters used for electric vehicles,” / Pahlevaninezhad M., Hamza D., and Jain P. K., // IEEE Trans. Power. Electron., — 2014 — vol. 29 — no. 3, pp.1211-1228.
3. Saket, Mohammad Ali & Shafiei, Navid & Ordonez, Martin “Planar transformer winding technique for reduced capacitance in LLC power converters” Saket, Mohammad Ali & Shafiei, Navid & Ordonez, Martin // 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) — 2016
4. Bertotti G. “General properties of power losses in soft ferromagnetic materials,” / G. Bertotti // IEEE Trans. Magn.— 1988 — Vol. 24 — No. 1
5. Islam Hassan, Khairy Sayed “Design and Analysis of Planar Transformers in Modern Switching Mode Power Supply” / Hassan I., Sayed K. // Sohag Engineering Journal — 2016

Анотація

У роботі представлений опис та аналіз сучасних методів оптимізації та проектування планарних трансформаторів для подальшої перспективності дослідження у високочастотних імпульсних блоках живлення з метою зменшення їх габаритних розмірів, збільшення енергоефективності.

Ключові слова: планарний трансформатор, імпульсний блок живлення, SMPS

Abstract

The work presents an analysis of modern methods of optimization and design of planar transformers for the further perspective of research in high-frequency switched-mode power supplies with the aim of reducing their overall dimensions and increasing energy efficiency.

Keywords: planar transformer, switched-mode power supply, SMPS

МЕТОД ВИМІРЮВАННЯ ІНТЕНСИВНОСТІ СВІТЛА ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ РОЗМІРІВ ТА КОНЦЕНТРАЦІЇ БІОЧАСТИНОК

Головня В. М., ст.викл., Зінковський Ю. Ф., д.т.н., проф.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна

Процеси, що характеризують типи взаємодій оптичного випромінювання з біооб'єктами, розділяються на три групи. До першої відносять усі взаємодії, які не впливають на частинку та не змінюють її стан (принаймні, у межах похибок вимірів, що не здійснюють помітної дії на біооб'єкт), до другого – процеси, у яких виявляється фотохімічна дія, і до третього – процеси, що призводять до фотодеструкції частинок. Основні особливості задач діагностики визначення часових та просторових змін частинок при багатопараметричності шуканих параметрів, експериментальних і методичних похибок, що супроводжують дослідження [1].

Завданням математичної моделі є визначення принципів відтворення форми математичної моделі, її параметрів, методика проведення експерименту тощо [2].

Аналізу взаємодії світла з неоднорідними об'єктами приділяється максимальна увага, оскільки розподіл інтенсивностей за оптичною густиною дає можливість розрізняти частинки та виявляти в них зміни.

За оптичною густиною досліджувальні об'єкти доцільно розділити на три групи: на однорідні, в яких комплексний показник заломлення сталий по всьому об'єму середовища, неоднорідні чи світлорозсіювальні об'єкти, де названий показник несталий, квазіоднорідні, які є прозорими, але не є однорідними [3].

Пучок світла, що падає на біотканину (рис.1), частково відбивається від її поверхні, причому світло, що відбивається, поділяється на дві складові компоненти: регулярну (I_r) та дифузну (I_d). Випромінювання, що пройшло всередину біотканини, частково поглинається та розсіюється в ній. Випромінювання (I_s), що розсіялося, має характерний розподіл в тілесному куті 2π , що визначається оптичними властивостями біотканини.

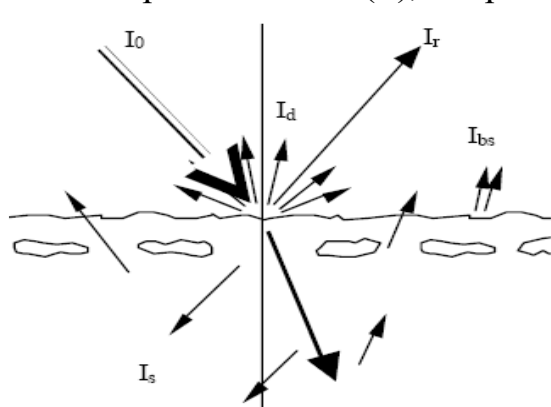


Рисунок 1 Схема взаємодії випромінювання з біологічним об'єктом

Частина світла (I_{bs}), що розсіюється, яка не поглинається за час поширення в тканині, проходить через її поверхню в напрямі, зворотному напрямку пучка. Таким чином, в загальному випадку світло, що реєструється від біотканини, має три компоненти: I_r , I_d й I_{bs} , які і є носіями інформації про структуру тканини.

Розв'язок компонентів інтенсив-

Розв'язок компонентів інтенсив-

ностей містить сферичні гармоніки (парціальні хвилі) [4], амплітуда яких залежить від фізичних властивостей двох середовищ (комплексного показника заломлення $m = (n - ik)$, де n – дійсна частина показника заломлення, k – його уявна частина), і параметра дифракції q ; падаюча хвиля вважається плоскою й лінійно поляризованою.

Внесок у розподіл інтенсивностей розсіяного випромінювання від різних парціальних хвиль залежить від розміру частинок у трьох їх варіантах:

1. $q \gg 1$, коли радіус частинки (r) набагато менше довжини хвилі світла, що використовується (релеївські частинки). До цієї групи належать вискодисперсні колоїдні розчини. Одержана інформація стосується розсіювання світла частинками субмікронного розміру. При цьому знаходяться коефіцієнти електричного й магнітного компонентів парціальної хвилі за допомогою розкладання виразів для інтенсивностей в ступеневий.

2. $q < 1$, коли радіус частинки набагато більше довжини хвилі світла, що використовується. До цієї групи належать суспензії з великих частинок і більшість природних туманів, що складаються з рідких крапель. Розв'язок можна знайти за принципом Гюйгенса з врахуванням наближеної мікроскопічної теорії, що базується на відбиванні й заломленні хвилі на границі поділу фаз. Інтенсивність відбитої хвилі слабо залежить від розміру краплі, але є функцією показника заломлення й кута падіння.

3. $q \approx 1$, коли радіус частинок близький з довжиною хвилі світла, що використовується. До цієї групи належить більша частина колоїдних розчинів і вискодисперсних суспензій. Ряд рішень теорії Мі, яка описує цей випадок ($\lambda \approx r$), для частинок з відносним розміром $q = (0,5 \div 6,0)$, показником заломлення – у межах $(1,33 \div 2,00)$. Кожна з наведених груп парціальних хвиль дає різні характеристики розсіяного світла, внаслідок чого розмір частинок в аерозолі або тумані можна визначати з вимірювань розсіяного світла.

Якщо пучок світла інтенсивністю \mathfrak{I}_i проходить через область, що містить в одиниці об'єму N частинок радіусом r_p , тоді інтенсивність пучка після проходження шляху довжиною l , що задається рівнянням

$$\mathfrak{I}'_{i\delta}(l) = \mathfrak{I}_o \exp(-\pi r_p^2 Q_o(r) N l),$$

де Q_o – фактор ефективності ослаблення світла для кожної частинки – функція розміру частинки, довжини хвилі й показника заломлення. Вираз $\mathfrak{I}_o \exp(-\pi r_p^2 Q_o N l)$ визначає сумарну інтенсивність розсіяного світла на відстані l . Тому що ця величина є функція $\pi r_p^2 Q_o$ й для даної групи частинок аерозолі однакового розміру й однорідної концентрації є тільки функцією λ , то й $\mathfrak{I}'_{i\delta}/\mathfrak{I}_i$ є функцією тільки λ .

Кров здорової людини з великою ймовірністю може бути віднесена до 3 групи (з d від 2 мкм до 20 мкм), з найбільшою потенційною ефективніс-

тю випромінювання, що відповідає випромінюванню в діапазоні He-Ne оптичних генераторів.

При виконанні моделювання реальні частинки крові людини були апроксимовані окремими правильними сферами. Одна з графічних залежностей індикатриси розсіювання від розміру (типу) частинок в декартово-логічній системі координат представлена на рис.2.

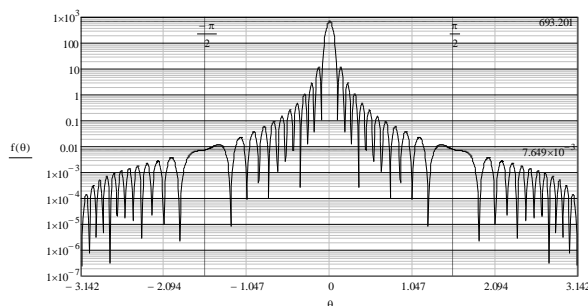


Рисунок 2 Індикатриси розсіювання еритроцита ($d=7,5$ мкм)

Найпростішому випадку, коли частинки освітлюються плоскою світловою хвилею в припущенні однократного розсіювання, визначався повний потік розсіяного світла, розсіяного однією частинкою: $p_p = V_{ni} N_{pp}$, де V_{ni} – вимірювальний об’єм, N – концентрація частинок у ньому (без врахування інтерференційних ефектів). Розрахункові формули застосовувалися при $q \approx 4-4,5$, що відповідає $r_p \approx 0,7\lambda$.

Були розроблені наближені методи розв’язку основних положень теорії Мі при спрощеному теоретичному розгляді.

В експерименті визначався інтегральний світловий потік, розсіяний частинками, які містилися у каліброваному вимірювальному об’ємі, який попадав у фотоприймач. У найпростішому випадку, коли частинки освітлюються плоскою світловою хвилею в припущенні однократного розсіювання, визначався повний потік розсіяного світла, розсіяного однією частинкою: $p_p = V_{ni} N_{pp}$, де V_{ni} – вимірювальний об’єм, N – концентрація частинок у ньому (без врахування інтерференційних ефектів). Розрахункові формули застосовувалися при $q \approx 4-4,5$, що відповідає $r_p \approx 0,7\lambda$.

Перелік посилань

1. Kazem Rahimi Age-stratified and blood-pressure-stratified effects of blood-pressure-lowering pharmacotherapy for the prevention of cardiovascular disease and death: an individual participant-level data meta-analysis / Lancet 2021; 398: 1053–64 Published Online August 27, 2021 [https://doi.org/10.1016/S0140-6736\(21\)01921-8](https://doi.org/10.1016/S0140-6736(21)01921-8).
2. Головня В.М. Розробка давача реєстрації розсіяного лазерного променю від компонентів рідини / В. М. Головня // ВОТІП, м. Хмельницьк, 2017, с. 165-168.
3. Васильківський І.В. Автоматизований контроль оптичних параметрів водно-дисперсних середовищ: монографія / І.В. Васильківський, В.Г. Петрук//Вінницьк. нац. техн. ун-т. - Вінниця : Універсум-Вінниця, 2007. - 171 с.
4. Головня В.М. Методика статистичної обробки даних при лазерному скануванні крові /В.М. Головня, Ю.Ф. Зіньковський// МНТК «РТПСАС 2021», м. Київ, - с. 135-137.

Анотація

Представлені розрахунки розмірів частинок біологічних об’єктів по зміні потоку інтенсивності розсіяного лазерного променю.

Ключові слова: лазер, частинки крові, біологічний об’єкт, розсіювання.

Abstract

Calculations of the particle sizes of biological objects based on the change in the intensity of the scattered laser beam are presented.

Keywords: laser, blood particles, biological object, scattering.

ПЕРЕВІРКА ПРАЦЕЗДАТНОСТІ ДАВАЧІВ АРТЕРІАЛЬНОГО ТИСКУ У СЕРИДОВИЩІ COMSOL MULTIPHYSICS

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

У патенті [1] запропоновано конструкцію давача для вимірювання артеріального тиску у складі портативного пристрою, у вигляді годинника. Такий девайс допоможе людям контролювати значення тиску де б вони не знаходились на відміну від стаціонарних тонометрів. Замість манжети та давача тиску використовують [2] комбінований давач, що складається з двох частин: виконавчого механізму, який призначений для створення надлишкового тиску на артерію та сенсора, що фіксує появу/зникнення пульсацій на стінках артерії.

Поставлена задача підібрати давач, що буде найбільш чутливим для запропонованої конструкції. В якості реєстратора пульсацій пропонується використовувати тензорезистивний сенсор (ТР), а тиск на артерію створювати п'єзорезистивним актуатором.

Працездатність давача пропонується перевірити на тих елементах, які на сьогоднішній день наявні на ринку. За основу взято два давачі компанії Veda [3]. Їх Математичні моделі приведені у статі [4]. Реалізація комп'ютерних моделей проведена у Comsol Multiphysics.

Розглянемо одиничний прямокутний ТР КФ5П15200Б23 з поперечним видовженням та закріпленням з обох боків (рис.1).

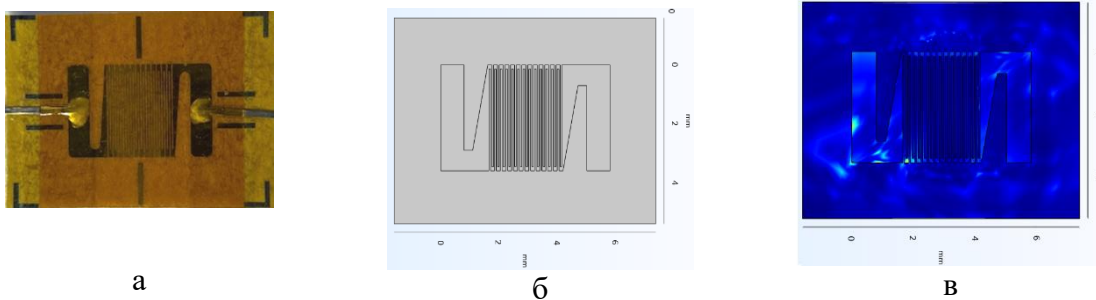


Рисунок 1. Досліджуваний ТР КФ5П15200Б23: а — конструкція ТР; б — спрощена модель ТР; в — результати моделювання за рис. 1, б

Для оцінки чутливості контролюємо абсолютну та відносну зміни опору та видовження (табл. 1).

Таблиця 1

P, kPa	D, mm	R, Ом	R, %
0	0	200,5234	0,00%
5	2,720416	200,4419	0,04%
10	5,440832	200,3604	0,08%
15	8,161249	200,2789	0,12%
24	13,058	200,132	0,20%
30	16,3225	200,0341	0,24%
35	19,04291	199,9524	0,28%
40	21,76333	199,8707	0,33%
45	24,48375	199,7889	0,37%
50	27,20416	199,7071	0,41%
100	54,40832	198,887	0,82%

Значення опору (табл. 1.) відповідають значенням отриманим під час експерименту. Відповідно з паспортними даними відхилення 1-2%.

В процесі роботи в середовищі Comsol виникли проблеми [5]. А саме: невідповідність параметрів матеріалів у бібліотеці з реальними; недостатня кількість оперативної пам'яті комп'ютера при розбитті сіткою моделі. Шляхи вирішення розкриті у статі [5].

Виробником не були надані розміри давачів та мембрани. Для визначення оптимальної товщини ТР дослідження проводилось в діапазоні від 0.002 мкм до 0.015 мкм. Було виявлено, чим менша товщина ТР, тим більшою буде відносна зміна опору. Технологічно можливо виконати ТР для тензорезистивного давача з константової фольги товщиною від 5..15 мкм і вище. Обрано товщину ТР 5 мкм. Подібним чином проводились дослідження для вибору товщини мембрани, на якій буде розміщено чутливий елемент. Змодельовано мембрану товщиною від 0,01 мм до 0,3 мм. З дослідження видно, чим мембрана тонша тим вона чутливіша. Можливо виконати мембрану товщиною за одну соту мм.

Розглянемо одиничний прямокутний ТР КФ5П23200А12 з повздовжнім видовженням компанії Veda, з закріпленням з двох сторін (рис. 2).

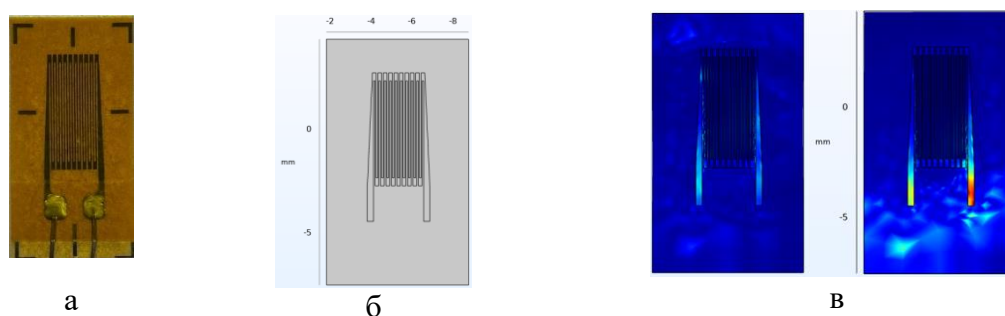


Рисунок 1. Досліджуваний ТР КФ5П23200А12: а — конструкція ТР; б — спрощена модель ТР; в — результати моделювання за рис. 1, б

З таблиць (табл 1., табл 2) бачимо, що при зміні тиску відносне значення опору майже не змінюється, що говорить про недостатню чутливість давачів.

Таблиця 2

P, kPa	D1, mm	D2, mm	R1, Ом	R2, Ом	R1, %	R2, %
0	0	0	199,9708	199,9708	0%	0%
5	740,1073	14,90208	200,683	199,5661	0%	0%
10	1480,215	29,80416	201,3886	199,1604	1%	0%
15	2220,322	44,70624	202,0879	198,7535	1%	1%
24	3552,515	71,52998	203,3311	198,0183	2%	1%
30	4440,644	89,41247	204,1494	197,5261	2%	1%
35	5180,751	104,3146	204,8249	197,1146	3%	1%
40	5920,858	119,2166	205,4949	196,702	3%	2%
45	6660,966	134,1187	206,1595	196,2881	3%	2%
50	7401,073	149,0208	206,8187	195,8731	4%	2%
100	14802,15	298,0416	213,1291	191,6525	8%	4%

Порівнявши результати математичного моделювання та експерименту з паспортними даними можна зробити висновок, що моделі робочі, але чутливість обраних давачів низька. Це не дозволяє використовувати їх у складі комбінованого давача артеріального тиску. Тож пропонується розглянути конструкцію круглої форми з різним розміщенням ТР на ній.

Перелік посилань

1. Патент на корисну модель А. В. Гончарук, Ю. Ф. Адаменко, "Комбінований давач вимірювання артеріального тиску". Пат. України на корисну модель, А61В 5/022, №140772 10.03.2020
2. Patent US20160287102 Transducing pressure to a non-invasive pulse sensor. Veda [Електронний ресурс]. — <https://patents.google.com/patent/US20160287102A1/en>
3. Тензорезистори компанії Veda [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <http://veda.com.ua/catalogue/tenzorezistory/odinochnyi/2.html>
4. Гончарук А. В. Моделювання п'єзорезистивного сенсора. / Науковий керівник: Адаменко Ю. Ф. // Студентський науковий семінар «Наукові розробки РТФ'2018». Київ, 3–4 грудня 2018 р.: матеріали семінару — Київ, 2018.
5. Гончарук А. В. Специфіка моделювання тензорезистивного сенсора в програмному середовищі Comsol Multiphysics / А. В. Гончарук, Ю. Ф. Адаменко, І. О. Савчук // X Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні проблеми, сигнали, апарати та системи». Київ, 2021, С. 105—107

Анотація

Проведено комп'ютерне моделювання тензорезистивного давача з метою порівняння результатів з експериментом та з паспортними даними

Ключові слова: моделювання, тензорезистивний давач, експеримент.

Abstract

A computer simulation of the tensorresistor was carried out in order to compare the results with the experiment and with the passport data.

Keywords: modeling, tensorresistive sensor, experiment

ОСОБЛИВОСТІ ВИМІРЮВАННЯ ТИСКУ В СИСТЕМІ ШТУЧНОГО СЕРЦЯ

Лемеха В.О., асп.

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

Штучне серце призначене для підтримання життєдіяльності пацієнта якому необхідна трансплантація серця. Система відноситься до механічних пристроїв допомоги серцю (HAD - heart assist device) та може підтримувати чи повністю замінити серце [1].

Система складається з блоку керування та автоматики(1), генератора пневматичної хвилі(2), двох камер які розділені еластичною мембраною(3), з'єднувальної трубки(4), двох трубок для перекачування крові(5).

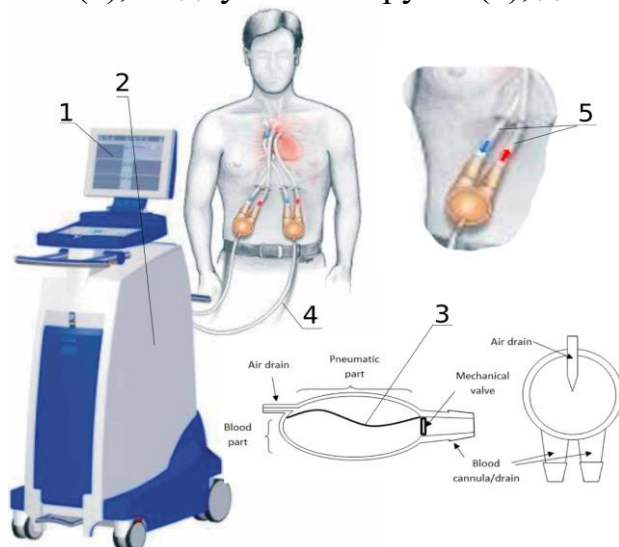


Рисунок 1. Система підтримки серця: 1 — блок керування, 2 — генератор пневматичної хвилі, 3 — дві камери розділені мембраною, 4 — з'єднувальна трубка, 5 — трубки для перекачування крові

Задача генератора пневматичної хвилі полягає в тому щоб створювати тиск та розрідження в пневматичній частині камери для перекачування крові.

Важливою задачею є моніторинг діапазону зміни тиску в гідравлічній системі. Проблема заключається в тому що необхідно вимірювати тиск в пневматичній частині системи як можна ближче до штуцера повітряної камери щоб уникнути неточностей вимірювання. Якщо розмістити два датчики тиску біля компресора та штуцера повітряної камери, то порівнюючи їх показники можна вчасно помітити незначні втрати

тиску в системі та вчасно просигналізувати про це медичний персонал.

Розробником було визначено чіткі діапазони зміни тиску в системі[1]:

— Граничний верхній тиск +0.35 Бар

— Граничний нижній тиск -0.1 Бар

Оскільки система повинна бути бездротовою, тобто дані що отримуються з датчика, будуть передаватись по радіоканалу, а також враховуючи те що датчики і передавач будуть розміщуватись на пацієнту, необхідно виконувати дві умови: невеликі розміри та вага та низьке споживання енергії.

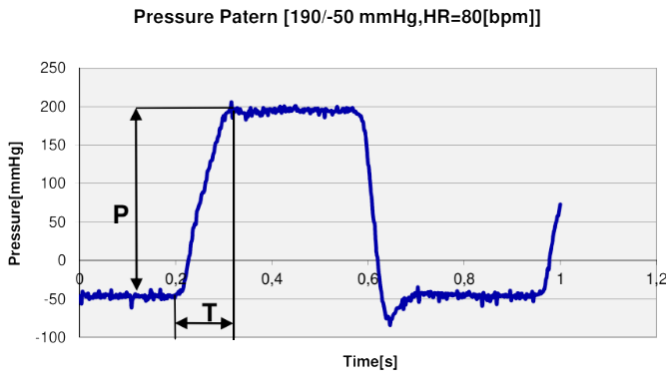


Рисунок 2. Типовий патерн зміни тиску в системі

Одним з варіантів диференціального датчика тиску може бути 2513254510291 від Würth Elektronik:

Датчик диференціального тиску (номер деталі: 2513254510291) — це 15-розрядний п'єзорезистивний датчик тиску на основі MEMS із цифровим I2C та аналоговим інтерфейсом.

Діапазон тиску: ± 10 кПа

Перевагою цього датчика тиску є простота його використання за рахунок I2C інтерфейсу, а недоліком його розмір.

Також можна розглянути датчик 24PC15SMT від Honeywell. Аналоговий диференціальний п'єзорезистивний датчик що базується на 4 п'єзорезисторах які разом утворюють міст Уїтстона. Коли прикладається тиск, опір змінюється і датчик видає вихідний сигнал у мілівольтах пропорційно вхідному тиску.

Діапазон тиску: ± 103 кПа

Основні переваги датчика:

- Малий струм споживання
- Малі розміри
- Висока точність та широкий діапазон вимірювань

До недоліків можна віднести необхідність розробки схеми підсилювача.

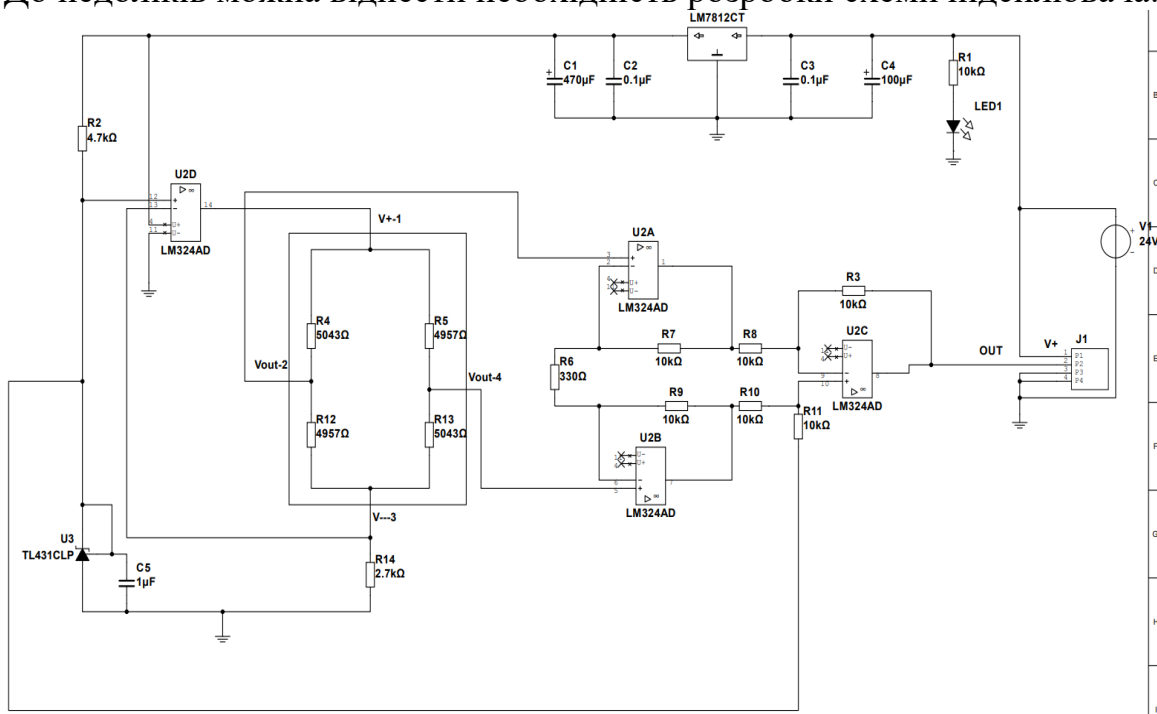


Рисунок 3. Симуляція роботи підсилювача в середовищі Multisim

Міст було виконано на резисторах R4, R5, R12, R13.

Стабілітрон U3 та операційний підсилювач U2D відповідають за стабільність живлення датчика.

На U2A-U2C було виконано інструментальний підсилювач сигналу від мосту.

Запропоноване схемне рішення задовольняє вимоги і до малого споживання енергії і має невеликі розміри для розміщення прямо на трубці

Перелік посилань

1. Bartłomiej Fajdek, Krzysztof Janiszowski, Automatic Control System for Ventricular Assist Device 2014. — 2 с.

Анотація

Запропоновано для вимірювання тиску в системі штучного серця використовувати диференційні датчики низького енергоспоживання та розмірів. Коротко описано систему на принцип її роботи. Описано важливість задачі вимірювання тиску. Розглянуто декілька варіантів виконання перспективних датчиків тиску для системи штучного серця, їх основні особливості та характеристики. Продемонстровано вимірювальний тракт на рівні принципової схеми.

Ключові слова: Штучне серце, датчики тиску, механічні пристрої допомоги серцю.

Abstract

It is proposed to use differential sensors of low power consumption and dimensions to measure pressure in the artificial heart system. The system is briefly described on the principle of its operation. The importance of the problem of pressure measurement is described. Several variants of promising pressure sensors for the artificial heart system, their main features and characteristics are considered. The measuring path at the level of the schematic diagram is demonstrated.

Keywords: Artificial heart, pressure sensors, mechanical heart support devices.

THE RELIABLE RADIOELEMENTS CHOOSING FEATURES IN THE PROCESS OF DESIGNING REA

Nikitchuk A.V.

Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, Ukraine

At the stage of designing a radio-electronic device, it becomes necessary to choose the elements of the electronic structure. Such elements usually have a variety of requirements, ranging from their electrical characteristics and dimensions to availability and price.

Since the device is usually designed in accordance with the technical task, in which there are requirements for its climatic performance and reliability, the elements of the electronic structure must be chosen in such a way as to satisfy the specified requirements as a result.

Depending on the design decision, various elements of the electronic structure may have different electrical load and other functional indicators, which in turn depend on the temperature regime.

The practical results of the performed work include the created software, which helps to determine reliability indicators based on known functional indicators and temperatures. It is possible to set element temperatures both arbitrarily and automatically calculate and optimized directly in the program by creating a simulation model of an electronic cell or block [1].

The created program can be used in all industries, where at the design stage it is necessary to ensure the selection of elements of the electronic structure with optimal temperature regimes and reliability indicators, including in the process of diploma design.

To determine reliability indicators, first of all, it is necessary to generate input data for simulation modeling. For structurally constructive modules of the zero level, it is:

- electrical load parameters;
- type of electronic structure elements;
- temperature.

The main advantage of using the created software is a significant saving of time required for setting or editing input data and performing calculations, as well as reducing the influence of the human factor on them.

The calculation of reliability parameters is performed according to mathematical models [2], which contain a significant number of constants, which in turn differ for different groups of UES. The software makes it possible to automate this process due to its own electronic database with reference information [3]. Data from the database are automatically substituted into all necessary equations.

With the help of the created program, it was investigated exactly how temperatures affect the probability of failure-free operation of various elements of

the electronic structure. The probability of failure-free operation was calculated in accordance with DSTU 2862-94 [4].

In total, calculations were made for 76 different groups of electronic structure elements. Some of the results are shown in the diagram (Fig. 1).

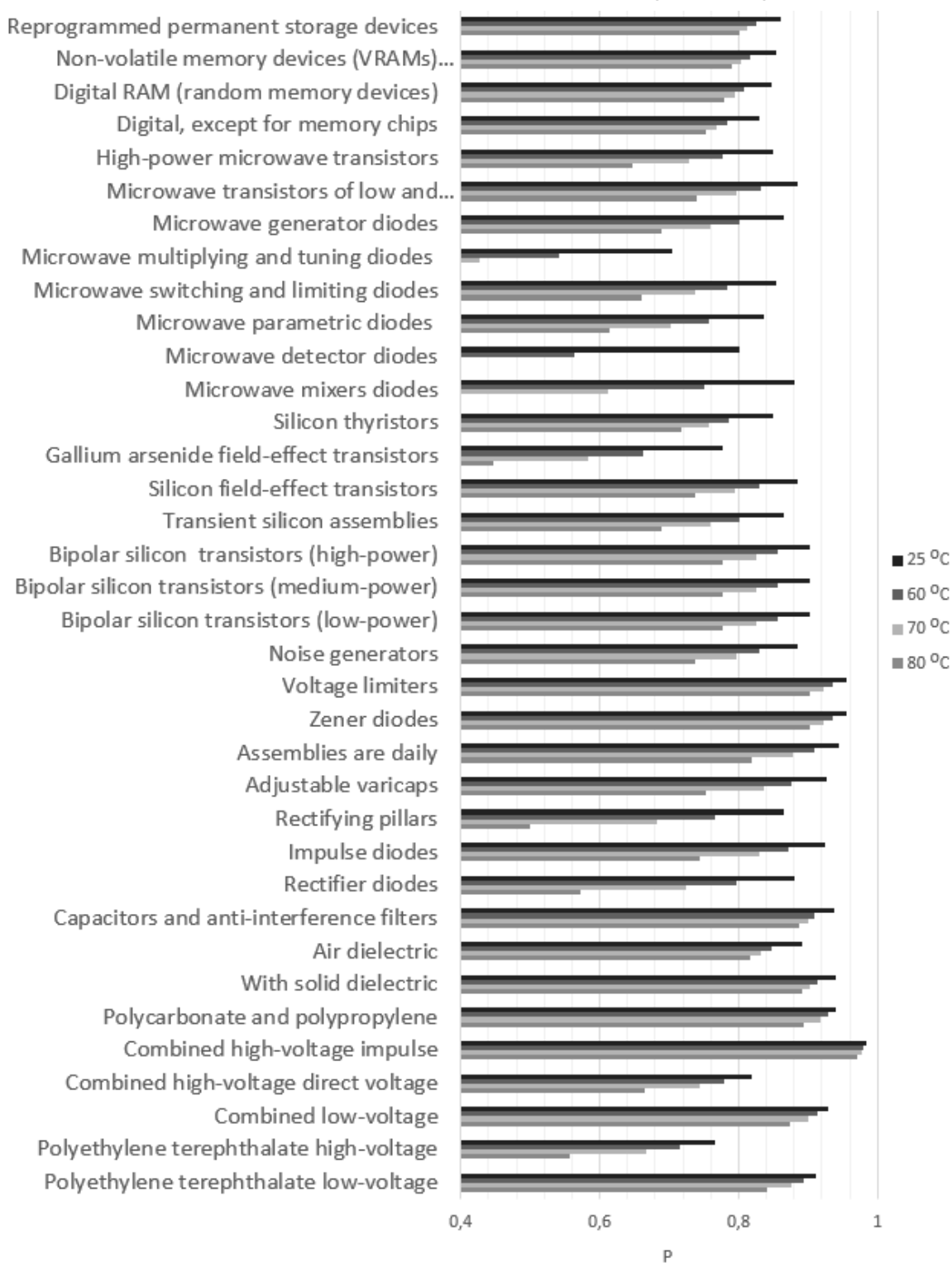


Figure 1. Probability of failure-free operation of various groups of electronic structure elements

The diagram shows that at the same temperatures, the probability of failure-free operation of different groups of elements differs, some elements are quite resistant to thermal influences, others on the contrary.

Table 1 shows the summary results for the considered 76 groups of elements. As the temperature increases, the difference in reliability between the most and least heat-resistant elements increases rapidly.

Table 1

T, °C	P _{g_min}	P _{g_max}	P _{inc} , %
25	0,704	0,983	40
60	0,542	0,98	81
70	0,27	0,977	262
80	0,074	0,971	1212

For projects in which there is no redundancy of elements of the electronic structure, when calculating the probability of failure-free operation of the entire radio-electronic device, it is considered that the failure of each of the elements leads to the failure of the entire device. That is, if at least one of the elements is chosen incorrectly, or its protection from temperature effects is not provided, then the reliability of the entire device is significantly reduced. Therefore, the application of the created software in the design and optimization process can help avoid errors in the selection of the element base and significantly increase the reliability of the developed radio electronic devices.

References

1. Uvarov B. M. Radioelectronic Apparatus Design with Optimal Reliability Indicators / B. M. Uvarov, A. V. Nikitchuk // *Visnyk NTUU KPI Seria - Radiotekhnika*. — 2018. — №75. — С. 48—53. doi: 10.20535/RADAP.2018.75.48-53.
2. Uvarov B. M. Parameters of radioelectronic devices, which are determined by thermal modes / B. M. Uvarov, A. V. Nikitchuk // *Electronics and control systems*. — 2014. — № 1. — с. 46—52. ISSN 1990-5548.
3. The reliability of radio electronic products / [Prytkov S. F. Horbacheva V. M. Martynova M. N., Petrov H. A.]; M.: NYY «Elektronstandart», 2004 — 620 p.
4. Nadiinist tekhniky. Metody rozrakhunku pokaznykiv nadiinosti. Zahalni vymohy : DSTU 2862-94. — [Chynnyi vid 1996—01—01]. — K. : Derzhstandart Ukrainy 1994. — 39 p.

Abstract

The calculated values of the probability of failure-free operation of various groups of elements of the electronic structure depending on their temperatures are given. The results are obtained with the help of specially created software. Described the expediency of its application in the design process, including the diploma one.

Keywords: reliability, electronics, electronic, structure, elements, calculations, software.

Анотація

Наведено розраховані значення імовірності безвідмовної роботи різних груп елементів електронної структури в залежності від їх температур. Результати отримано за допомогою спеціально створеного програмного забезпечення. Описана доцільність його застосування в процесі проектування, в тому числі дипломного.

Ключові слова: надійність, електроніка, елементи, електронної, структури, розрахунки, програмне забезпечення.

ДАВАЧ ТИСКУ І ТЕМПЕРАТУРИ НА ПАХ

Попсуй В.І., ст. викладач

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

Потенційна можливість використання давачів на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ), без зовнішнього щодо давача джерела живлення, дозволяє вирішувати завдання дистанційного вимірювання температури, тиску, прискорення, концентрації газового середовища, вологості та ін. параметрів.

Мета даної роботи – розробка конструкції давача тиску і температури для системи оперативного контролю вказаних параметрів, наприклад для лічильника побутового газу або давача тиску в шині автомобіля [1]. Відома [2] структура подібного давача представлена на рисунку 1.

Трьохімпульсна схема давача показана на рисунку 2.

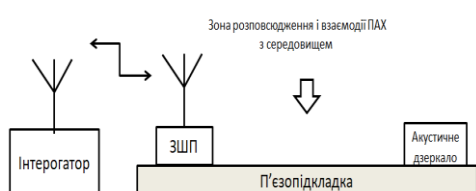


Рисунок 1. Структура давача

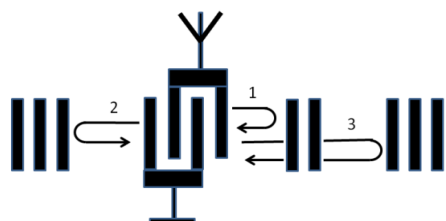


Рисунок 2. Схема формування трьох імпульсів відгуку

Прийомопередавач, далі інтерогатор, формує радіоімпульс запиту тривалістю 2 мкс, частотою 433,92 МГц і випромінює його з періодом повторення (кадр) 12 мкс. Вхідна антена давача приймає радіоімпульс запиту і за допомогою ЗШП перетворює останній в поверхневу акустичну хвилю, що розповсюджується в обидві сторони від ЗШП, відбивається від акустичних дзеркал і перетворюється ЗШП в затримані на різний час радіоімпульси відгуку, що потрапляють на вхід приймача. Осцилограма затриманих імпульсів представлена на рисунку 3.

Необхідність використання трьох затриманих імпульсів відгуку пов'язана з тим, що в фазу відбитих сигналів вносять вклад температура, тиск та параметри радіотракту. Подальша квадратурна обробка отриманих радіоімпульсів дозволяє визначити

фази кожного з імпульсів відносно імпульсу запиту в синусному та косинусному каналах інтерогатора.

Саме в зміні фаз затриманих сигналів є інформація про три параметри: температуру підкладки давача, тиск на підкладку; параметри проходження сигналу в радіотракті.

Використовуючи додатні та від'ємні порівняння синусних і косинусних складових фаз пар імпульсів та їх короткочасної фіксації в часі можна виміряти і розрахувати відносну фазу, що відповідає одному з трьох зазна-

чених параметрів.

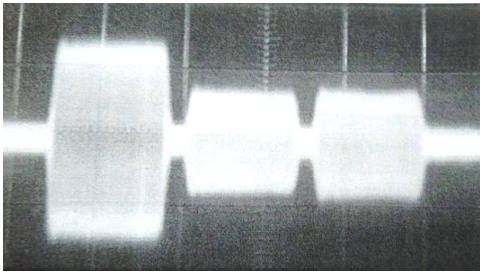


Рисунок 3 – Осцилограма імпульсів відгуку

фаза третього імпульсу пропорційна температурі і тиску. Для вимірювання лише температури достатньо і одноімпульсної схеми з провідним підключенням.

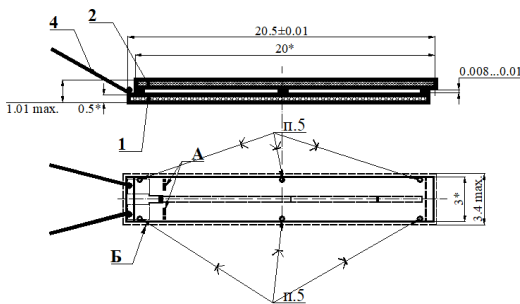


Рисунок 4 – Конструкція давача

імпульсу запиту на виході інтерогатора і затриманих сигналів на його приймальному вході можуть сягати мінус 60 дБ при чвертьхвильових антенах і відстані між ними порядку 500 мм. Потужність імпульсу запиту 1 мВт. Втрати сигналу в давачі сягають 25 дБ. З метою скорочення кадру і захисту робочої поверхні давача від забруднень запропонована трьохімпульсна схема з рознесенням акустичного тракту на дві підкладки (рис. 4).

Давач складається з двох пьезопідкладок 20 x 3 x 0,6 мм, обернених одна до одної робочими поверхнями. Біля краю першої підкладки 1 сформовані ЗШП, звукопровід (смужка провідника посередині та вздовж підкладки), два акустичних дзеркала, дві поздовжні смужки з негативного фоторезисту для нормування відстані між підкладками і дві реперні смужки для точного позиціонування. На другій підкладці 2 - одне акустичне дзеркало і аналогічні інші елементи. Топологічні шари підкладок виконані фотолітографією по алюмінію товщиною 0,6 мкм з підшарком ванадію. Між собою підкладки з'єднані зі зміщенням в 0,5 мм в шести точках струмопровідним срібним клеєм 3 марки ТОК-1. Для зменшення акустичного впливу зазор між підкладками 10 мкм. До виступаючих контактних площин першої підкладки термокомпресією приєднані сигнальні алюмінієві мікропроводи 4. По периметру підкладок нанесений силіконовий герметик КЛТ, який також виконує функції поглинача акустичних хвиль. На тиск

Детальний аналіз алгоритму розрахунку фаз виходить за межі даної роботи. Отже є можливість вимірювати температуру, тиск і вплив радіотракту (поява фізичних об'єктів в зоні розташування антен інтерогатора і давача). Для компенсації впливу температури використовується та обставина, що фази двох імпульсів змінюються під впливом температури майже однаково і пропорційно часу затримки, а

Можна показати, що при використанні трьохімпульсної схеми час кадру перевищить 12 мкс при імпульсі запиту 2 мкс і тривалості затриманих імпульсів 4, 6 та 8 мкс відповідно. Паразитні відбиті сигнали від дзеркал і ЗШП не дозволяють зменшити час кадру в трьохімпульсній схемі.

Реальні співвідношення сигналів

реагує перша підкладка, а на температуру обидві.

Виготовлені зразки давачів разом з інтерогатором забезпечили вимірювання температури в межах 240 – 425 °K з точністю не гірше $\pm 0,2$ °K і тиску 0 – 600 кПа з точністю ± 1 кПа.

Висновки. Отримана працездатна конструкція давача тиску і температури. Сталість коефіцієнту лінійного розширення підкладки з ніобату літію в широкому діапазоні температур дозволяє використовувати давач до температури 700 °K і вище. Зменшення товщини підкладки може в рази підвищити чутливість давача до тиску. Давач може працювати як в газовому так і в рідинному середовищі. При незначній модернізації давача є можливість вимірювати як механічні, так і немеханічні параметри: вологи, газового середовища та ін. з використанням на поверхні давача сорбуючої плівки. Практично відсутній гістерезис при вимірюванні тиску і невеликий гістерезис при вимірюванні температури, що обумовлений теплоємністю давача. Система давач – інтерогатор дозволяє фіксувати зміну об'єктної ситуації в зоні антен інтерогатора і давача (виконувати охоронні функції). Система має високу завадостійкість. Раціональні алгоритми обробки сигналу давача в інтерогаторі (ігнорування випадкових або хибних сигналів, накопичення і усереднення та ін.) суттєво впливають на точність вимірювання тиску і температури та мають резерв для підвищення точності. Висока частота опитування давача дозволяє його використовувати в об'єктах з відносно швидкою зміною вимірюваного параметру. Діапазон використаних частот системи інтерогатор давач – інтерогатор не потребує узгодження з службами нагляду.

Перелік посилань

1. Shostak O.T., Kolomeyko A.V., Breed D.S, DuVall W.E., Johnson W.C. “Sensor Assemblies”, US Patent 7,089,099; August 2006
2. Shostak O.T, Kolomeyko A.V. Remote Sensing Technology based on Batteryless Surface Acoustic Wave Devices. – Proceedings of IV International Conference on Gyrotechnologies, Navigation, Traffic Control and Aeronautic and Space Apparatus Design., pp. 212-214; Kyiv, April, 2007.

Анотація

Представлена робоча конструкція давача на ПАХ, що може використовуватись в системі дистанційного вимірювання температури, тиску та інших фізичних параметрів, а також в охоронних системах з реакцією на зміни електромагнітної ситуації в зоні розташування антен давача і прийомо-передавача.

Ключові слова: давач на ПАХ, температура, тиск

Abstract

The operational design of the SAW sensor is presented, which can be used in the system of remote measurement of temperature, pressure and other physical parameters, as well as in security systems with a reaction to changes in the electromagnetic situation in the area of the antennas of the sensor and receiver-transmitter.

Key words: sensor SAW , temperature, pressure

**АНАЛІЗ ВПЛИВУ РАДІУСА ОБМОТКИ ІНДУКТИВНОГО
ЕЛЕМЕНТА НА РОЗПОДІЛ СТРУМУ У ПРОВІДНИКУ.
КІЛЬЦЕВИЙ ЕФЕКТ**

*Середін А.П., аспірант, м.н.с.; Мовчанюк А.В., к.т.н., доцент;
Національний технічний університет України «Київський політехнічний
інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна*

Існує ряд випадків, коли важливо знати величину опору втрат обмотки індуктивного елемента, особливо, якщо останній працює у силових колах на робочих частотах у декілька десятків кілогерц. У цьому випадку рівень втрат в обмотці такого індуктивного елемента напряму впливає на ККД пристрою в цілому. Особливо актуальною є потреба правильного визначення опору втрат для оцінки та оптимізації конструкції силових дроселів узгоджувачих фільтрів потужної ультразвукової апаратури [1].

Виходячи із визначення поняття опору втрат обмотки (як відношення величини опору обмотки змінному струму до опору постійному струму) важливим є коректне визначення саме величини імпедансу обмотки.

Одними із найбільш поширених методик для розрахунку данної величини є методики, запропоновані *Dowell* [2] та *Ferreira* [3]. Однак, розраховані за ними обмотки показували значно вищі втрати, ніж очікувалося. Аналіз цих методик, проведений мною раніше у [4], дозволив виявити ряд важливих упущень, які прямо вплинули на коректність кінцевого результату. Зокрема, це й вплив радіусу витка на розподіл струму та, відповідно, величину імпедансу обмотки (а, відповідно, й опору втрат).

Це упущення, швидше за все, стало наслідком хибного припущення про ідентичність розподілів струму (а, відповідно, й імпедансів) у прямому провіднику та витку, згорнутого з нього ж. Для перевірки цієї гіпотези було проведено моделювання у середовищі COMSOL Multiphysics. Створено моделі прямого провідника та витка, згорнутого з нього. Виконуючи моделювання у частотній області, спочатку було розраховано імпеданси витка та еквівалентного по довжині прямого провідника (тобто $l_{\text{витка}} = l_{\text{пр.пров.}}$), виконано вимірювання імпедансу для одиночних витків трьох різних діаметрів ($D=10$ мм, 20 мм та 30 мм). Моделювання проводилося для провідника $d=1$ мм, на частоті $f=20$ кГц. Отримані дані зведені у табл. 1.

Таблиця 1

Імпеданс (МОм):	$D = 10$ мм ($l_{\text{витка}} = 31.42$ мм)	$D = 20$ мм ($l_{\text{витка}} = 62.83$ мм)	$D = 30$ мм ($l_{\text{витка}} = 94.24$ мм)
Одиночний виток (діам. D та довж. витка $l_{\text{витка}}$)	$1.019 + 28.9j$	$1.707 + 30.2j$	$2.403 + 32.4j$
Прямий провідник ($l_{\text{пр.пров.}} = l_{\text{витка}}$)	$0.71 + 0.2j$	$1.41 + 0.39j$	$2.12 + 0.59j$

Аналізуючи отримані дані, можемо зробити два важливі висновки:

1) величина імпедансу витка суттєво відрізняється від величини імпедансу еквівалентного йому по довжині прямого провідника.

2) радіус витка впливає на величину його імпедансу (рівня втрат). Таким чином, нехтування цим фактом при розрахунку імпедансу обмотки у методиках [2], [3] і пояснює некоректний кінцевий результат.

Пояснення цим явищам знаходимо у процесі моделювання при аналізі розподілу струму у провіднику. На *рис. 1 а, б* наведено результати моделювання розподілу струму для прямого провідника і згорнутого з нього витка.

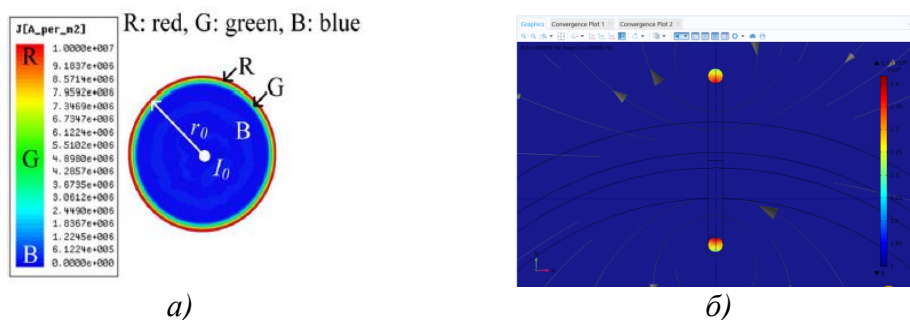


Рисунок 1. Розподіл струму у поперечному перерізі: а) для одиночного прямого провідника [5]; б) для еквівалентного витка

Отже, для прямого провідника провідна область рівномірно розподілена поблизу поверхні та має форму кола [5]. Однак при згортанні такого провідника у кільце, форма провідної області змінює свою конфігурацію – область з найбільшою густиною струму буде зосереджена поблизу внутрішньої частини кільця, причому вона матиме меншу площу перерізу, ніж для прямого провідника. Це пояснює, чому активна складова опору для кільця буде вищою, ніж для еквівалентного прямого провідника. Дане моделювання також підтвердило твердження В.А. Фока, про розподіл струму у витку [6]. Розглянутий ефект є окремим випадком ефекту близькості, де, на відміну від традиційного, відбувається взаємний вплив не сусідніх витків на форму провідної області кожного з них, а діаметрально протилежних частин одного і того ж витка. Таким чином, це явище можна назвати як *кільцевий ефект (або самоэффект близькості)*. Саме він пояснює також і залежність розмірів провідної області витка (відповідно, й імпедансу) від його діаметра. На *рис. 2 а, б, в* розглянуто розподіл струму у витках з $D=10$ мм, 20 мм та 30 мм у поздовжньому перерізі. При зростанні діаметра витка сильніше проявлятиметься кільцевий ефект, площа провідної області та густина струму зменшуватиметься, зростатиме імпеданс витка та втрати у ньому, що цілком узгоджується із розрахунками з табл.1.

Отже, розглянуті результати моделювання підтвердили припущення про те, що при згортанні у кільце прямого провідника виникатиме *кільцевий ефект*, який є різновидом ефекту близькості. Даний ефект спричиняє зміну провідної області у витку, концентруючи її поблизу внутрішньої частини. При цьому, площа провідної області з ростом діаметра буде зменшу-

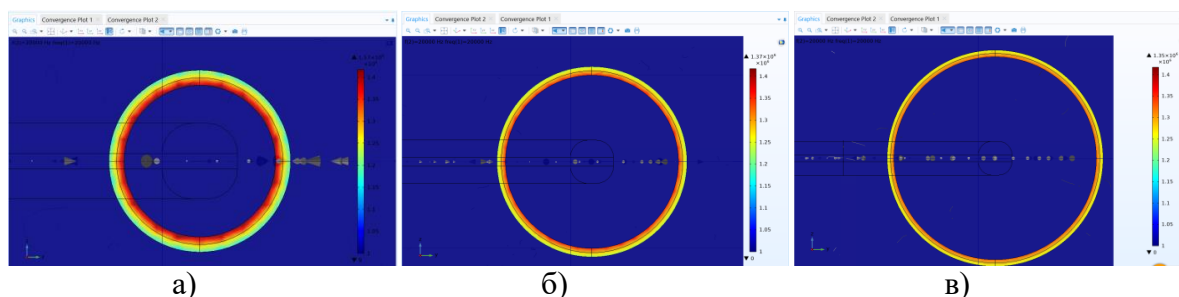


Рисунок 2. Ілюстрація явища кільцевого ефекту та його впливу на розподіл струму у провіднику витка залежно від його діаметра D : а) $D=10\text{мм}$; б) $D=20\text{мм}$; в) $D=30\text{мм}$.

ватися, спричиняючи ріст імпедансу та втрат. Отже, упущення цього явища у методиках є однією із причин некоректного кінцевого результату.

Перелік посилань

1. V.Arjun; M.M. Narayanan; S.Thirunavukkarasu; Anish Kumar, "Optimization of Geometrical Parameters of a Magnetostrictive Ultrasonic Guided Wave Probe for Tube Inspection", IEEE Sensors Journal., vol.671, no.2, pp.2456-2464, February 2021.
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. Середін А, Мовчанюк А. Аналіз методик та модифікація існуючих виразів для розрахунку опору втрат дроселів на ультразвукових частотах.//Міжнародна науково-технічна конференція «РТПСАС-2020», 16-22.11.2020 р. – Київ, Україна. – С. 52 - 55
5. Jinwook Kim and Young-Jin Park, "Approximate Closed-Form Formula for Calculating Ohmic Resistance in Coils of Parallel Round Wires With Unequal Pitches", IEEE Trans. Ind. Electron., vol.62, no.6, pp.3482-3489, June 2019.
6. 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 результати моделювання одиночних кругових витків різних діаметрів, продемонстровано зміну форми провідної області провідника при скручуванні провідника у кільце (кільцевий ефект), виявлено залежність діаметра витка на розподіл струму у ньому та, відповідно, опір втрат. Показано, що у поширених методиках для розрахунку імпедансу обмотки було знехтувано явищем кільцевого ефекту, що давало некоректний результат розрахунків.

Ключові слова: кільцевий ефект, ефект близькості, круговий виток, моделювання.

Abstract

The results of modeling of single circular turns of different diameters are presented, the change in the shape of the conducting region of the conductor when the conductor is twisted into a ring (ring effect) is demonstrated, the dependence of the diameter of the turn on the current distribution in it and, the loss resistance are revealed. It is shown that in common methods for calculating the impedance of the winding, the phenomenon of the ring effect was neglected, which gave an incorrect calculation result.

Key words: circular effect, proximity effect, circular turn, modeling.

ПЕРСПЕКТИВИ ЗАСТОСУВАННЯ НЕЛІЦЕНЗІЙОВАНИХ РАДІОДІАПАЗОНІВ В МЕДИЧНІЙ АППАРАТУРІ

Стешенко В.Д. асп.; Мовчанюк А.В. к.т.н.

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

В системі охорони здоров'я спостерігається активний розвиток цифрових систем обміну даними та автоматизації процесів моніторингу стану пацієнтів, обліку, ведення розширених персональних медичних карток та оперативного їх наповнення. Така тенденція сприяє збільшенню швидкості реакції на зміну стану пацієнта, дає можливість вчасно приймати рішення про необхідність в оперативних та реанімаційних заходах. Системи цифрового обміну медичними даними зводять до мінімуму негативний вплив людського фактору на облік і обмінним даними при госпіталізаційних, діагностичних, терапевтичних, та реабілітаційних заходах. На даний момент використовується значна кількість складових цих систем які функціонують окремо та не поєднані в цілісний комплекс збору, обміну, обробки та зберігання даних.

Важливим і найменш розвиненим елементом цього комплексу є системи надійної та ефективною передачі даних між засобами віддаленого моніторингу пацієнта та засобами обробки та зберігання даних. Існуючі системи моніторингу стану пацієнта використовують неліцензійований ISM діапазон та базуються переважно на використанні IEEE 802.11, а саме WI-FI 2.4ГГц та 5ГГц.

Недоліками таких систем є:

- низька стабільність в зв'язку з завантаженістю мережі працівниками та пацієнтами.
- не великий радіус дії, що є критичним параметром для пацієнтів у яких є необхідність переміщуватись в межах медичного закладу.
- не висока завадостійкість, критично в умовах електромагнітних завад створюваних медичним та промисловим обладнанням.

Такі системи працюють в діапазоні 2.4 ГГц згідно ISM(industrial, scientific, and medical). Діапазони ISM є обмежено відкритим, що в свою чергу передбачає роботу на цих частотах пристроїв загального призначення. Це значно ускладнює роботу мереж IEEE 802.11 та призводить до зменшення ємності тракту передачі даних, оскільки канали IEEE 802.11 є вузькосмуговими, відповідно чутливими до завад в робочій смузі.

Розв'язанням цієї задачі може бути розробка радіомережі, яка буде базуватися на використанні технології когнітивного радіо в неліцензованих частотних діапазонах ISM (433 МГц, 868 МГц, 915 МГц, 2.4 ГГц).

Пропонований принцип когнітивного радіо дозволить мережі підви-

щити показники стабільності та якості радіоканалу. Принцип когнітивного радіо дозволить мережі самостійно збирати та аналізувати дані про ефективність своєї роботи за тих чи інших зовнішніх чинників та динамічно змінювати свої характеристики такі як, параметри модуляції, рівень потужності базових та портативних сенсорів, умови роумінгу між базовими станціями (шлюзами). Виконувати заходи з забезпечення досягнення максимальної ефективності в аспекті енергоспоживання сенсорів, використання радіочастотного спектру.

Когнітивна мережа завдяки використанню технологій машинного навчання здатна аналізувати, контролювати, реагувати та прогнозувати базуючись на відповідних метриках таких як:

- кількість активних користувачів,
- показники навантаження на мережу,
- аналіз доступного на даний момент радіочастотного ресурсу,
- показники електромагнітної сумісності з мережами які працюють в цьому ж виділеному діапазоні частот,
- вид та ступінь впливу завад

Додатковим методом підвищення завадостійкості мережі і збільшення радіусу покриття є використання Лінійно частотної модуляції(ЛЧМ) або *chirp spread spectrum(CSS)*. Даний тип модуляції є ефективним у випадках коли немає необхідності передавати великий об'єм даних(до 50 кб/с).

Блок-схема пропонованої системи має наступний вигляд:



Рисунок 1. Схема топології мережі

Система складається з кінцевих пристроїв які являють собою портативні автономні монітори стану пацієнта(кардіограф, пульсоксиметр, датчик температури і т.д.). Базових станцій які забезпечують покриття свого відповідального сектора. Мережевий сервер який здійснює керування мережею і декодування отриманих даних. Сервер який виконує обробку та зберігання отриманих даних, класифікує повідомлення за ступенем терміновості і направляє до відповідальних осіб для надання невідкладної допомоги.

Мережа виконує функції контролю стану пацієнта, контролю статусу датчиків, конфігурацію базових станцій і датчиків, класифікацію повідомлень від датчиків за рівнем важливості повідомлення, направлення повідомлень медичному персоналу для інформування про необхідність проведення терапевтичних або реанімаційних заходів в разі їх необхідності. Забезпечує геолокацію пацієнта в разі настання критичного випадку шляхом моніторингу рівня сигналів датчика відносно місць розташування базових станцій. Виконує заходи з обробки і логування параметрів пацієнта в часі з прив'язкою до персональних медичних карток.

Моніторинг стану здоров'я за функціональними показниками за допомогою сенсорів у реабілітаційній медицині: систематичний огляд

Перелік посилань

1. В. П. Марценюк. Моніторинг стану здоров'я за функціональними показниками за допомогою сенсорів у реабілітаційній медицині: систематичний огляд/ І. В. Качур, А. С. Сверстюк, В. І. Бондарчук // ISSN 1681-276X. ВІСНИК НАУКОВИХ ДОСЛІДЖЕНЬ — 2019.

2. Quantao Yu. Group-based CSS Modulation: A Novel Enhancement to LoRa Physical Layer/ Quantao Yu, Hua Wang, Zhiping Lu, Shixiang An. DOI:10.1109/LWC.2022.3140860, — 2022.

3. В. Г. Артюхов, ЛОКАЛЬНЕ ПОЗИЦІОНУВАННЯ ПО WI-FI З ВИКОРИСТАННЯМ МІКРОКОНТРОЛЕРІВ / О. А. Бритов, В. Ш. Гіоргізова-Гай, Б. А. Кірющ / DOI:10.32851/tnv-tech.2022.3.1,— 2022.

4. Niloofar Mohammadzadeh. Patient monitoring in mobile health: opportunities and challenges / Niloofar Mohammadzadeh, Reza Safdari // DOI: 10.5455/medarh.2014.68.57-60 — 2014,

Анотація

Запропоновану реалізацію комплексу обміну даними між системами моніторингу стану пацієнта та системами обробки та зберігання медичних даних. Наведено аргументацію необхідності впровадження подібних систем в медичних закладах, перспективи розвитку цифрових систем збору передачі і обробки даних. Розглянуто особливості існуючих систем, опис їх головних недоліків.

Ключові слова: моніторинг стану пацієнтів, медичне обладнання, когнітивне радіо, технологія розширення спектру.

Abstract

The proposed implementation of a data transfer network between patient condition monitoring systems and medical data processing and storage systems. Argumentation of the implement such systems in medical institutions, prospects for the development of digital systems for data collection, transmission and processing is provided. Features of existing systems, description of their main shortcomings are considered.

Keywords: patient condition monitoring, medical equipment, cognitive radio, spectrum expansion technology.

ЕКРАНУВАННЯ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ КЕРУВАННЯ ПРОМИСЛОВИХ ЕЛЕКТРОСТАНЦІЙ

*Терещенко Д.В., магістрант, Зіньковський Ю.Ф., д. т. н., проф.
Національний технічний університет України «Київський політехнічний
інститут імені Ігоря Сікорського»
м. Київ, Україна*

Із підвищенням кількості радіоелектронної апаратури зростає кількість електромагнітних завад в оточуючому середовищі. Актуальність боротьби з електромагнітними завадами особливо значуща на підприємствах, які генерують великі електричні потужності, наприклад, електростанції.

Цифрова апаратура управління складними технологічними процесами електростанції являє собою джерело додаткових електромагнітних завад при дії на неї стрибка постійної напруги (імпульса).

В апаратурі будь-який електронний ланцюг може бути представлений чотирьохполюсником (рис. 1) зі своїми базовими характеристиками – середній коефіцієнт передачі (підсилення) K_0 , амплітудно-частотна характеристика $A(\omega)$, фазо-частотна характеристика $\varphi(\omega)$. При дії на його вході стрибка постійної напруги, $e_{\text{вх}} = E\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} \cdot \sin\omega t \cdot d\omega\right)$.

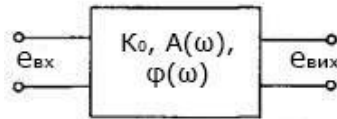


Рисунок 1 – вхідна напруга чотирьохполюсника

Передній фронт імпульса напруги описується рядом Фур'є як сума синусоїд напруги різних частот. Поширення ряду Фур'є на неперіодичну функцію дає необхідність переходу від функції до інтегралу Фур'є, що і показано на попередній функції $e_{\text{вх}}$.

Якщо на вході чотирьохполюсника діє напруга $e_{\text{вх}} = E\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} \cdot \sin\omega t \cdot d\omega\right)$, E – амплітудне значення вхідної напруги

імпульса, то на виході його виникає напруга

$$e_{\text{вих}} = \frac{E \cdot K_0}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{A(\omega)}{\omega} \cdot \sin[\omega t + \varphi(\omega)] d\omega$$

Використаєм для аналізу амплітудно-частотну характеристику $A(\omega)$ ідеальної форми (рис. 2), тобто

$$A(\omega) = 0 \quad \text{при } \omega < \omega_0 - \Delta\omega, \text{ (точка 1)}$$

$$A(\omega) = 1 \quad \text{при } \omega_0 + \Delta\omega \leq \omega \leq \omega_0 - \Delta\omega,$$

$$A(\omega) = 0 \quad \text{при } \omega > \omega_0 + \Delta\omega \text{ (точка 2)}$$

При такій умові фазочастотні спотворення відсутні ($\varphi(\omega) = 0$). В цьому випадку вид евих спрощується:

$$e_{\text{вих}} = \frac{E \cdot K_0}{\pi} \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} \frac{1}{\omega} \cdot \sin(\omega t) d\omega$$

Рішення цього інтегрального виразу дає:

$$e_{\text{вих}} = \frac{2E \cdot K_0}{\pi \omega_0 t} [\sin \Delta\omega t \cdot \sin \omega_0 t],$$

з амплітудним значенням

$$A_{\text{вих}} = \frac{2E \cdot K_0}{\pi \omega_0 t} \cdot \sin \omega_0 t = \frac{2\Delta\omega E K_0}{\pi \omega_0} \cdot \frac{\sin \Delta\omega t}{\Delta\omega t} = \frac{E K_0 \Delta f}{\pi \omega_0} \cdot \frac{\sin \Delta\omega t}{\Delta\omega t},$$

де Δf – ширина смуги пропускання частотної характеристики контура. Форма вихідного сигналу $e_{\text{вих}}$ чотирьохполюсника зображена на рис. 3.

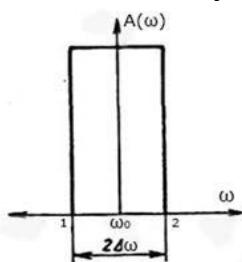


Рисунок 2 – смуга пропускання ідеальної форми

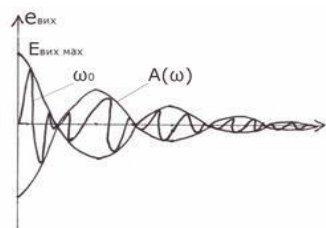


Рисунок 3 – вихідний сигнал чотирьохполюсника

Тобто, якщо на вході чотирьохполюсника з ідеальною амплітудно-частотною характеристикою $A(\omega)$ діє стрибок напруги з ідеальною прямокутною формою, на виході чотирьохполюсника з'являється напруга з двома частотами, проекційній частині частоти смуги пропускання чотирьохполюсника $f = \frac{\Delta\omega}{\pi}$, та високої частоті, що прирівнена центральній частоті ω_0 смуги пропускання чотирьохполюсника.

Розрахуємо $A_{\text{вих. макс}}$ за формулою:

$$A_{\text{вих макс}} = \frac{K_0 \cdot E \cdot \Delta t}{\pi \cdot \omega_0} = 1.91 \cdot 10^{-5} \text{ (В)}$$

Це означає, що центральна висока частота ω_0 смуги пропускання модулюється низькою частотою $\Delta\omega$, що характеризує ширину смуги пропускання чотирьохполюсника, створюючи фізичний процес биття різних за частотою сигналів.

У випадку неідеалізованої смуги частот, а реальної (рис. 4) (непрямокутна форма) в часових точках $\tau = \frac{\pi}{\Delta\omega}$ напруга $A_{\text{вих}} \neq 0$, тоді вихідна напруга $e_{\text{вих}}$ приймає вигляд зображений на рис. 4.

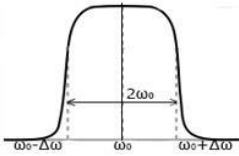


Рисунок 4 – реальна смуга пропускання на контурі

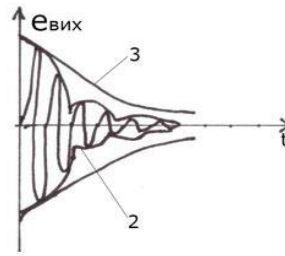


Рисунок 5 – вихідний сигнал реального

Чотирьохполюсника

(2 – смуга пропускання для чотирьохполюсника з АЧХ (рис. 4), 3 – для широкої смуги пропускання)

Таким чином, наявність в цифровій апаратурі будь-яких (передбачених чи непередбачених) чотирьохполюсників з реальними АЧХ при дії на них імпульсних сигналів виникає непередбачувана внутрішня електромагнітна завада, що має полічастотний характер і потребує додаткових апаратних засобів (наприклад, фільтрації). Зважаючи на можливу велику кількість непередбачених основною схемою чотирьохполюсників з різними амплітудно-частотними та фазо-частотними характеристиками, подавлення внутрішніх паразитних сигналів з широким діапазоном частот може носити складний комплексний характер.

Перелік посилань

1. Зіньковський Ю. Ф., Клименко В. Г. Электромагнитная, інформаційна захищеність та сумісність електронних апаратів : навч. посіб. Житомир : ЖІТІ, 1999. 376 с.
2. Зіньковський Ю. Ф., Погребняк В. П. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств : навч. посіб. Київ : УМК ВО, 1990. 264 с.

Анотація

Розглянуті важливі варіанти появи паразитної внутрішньої завади, яка утворюється дією на внутрішні пасивні чотирьохполюсники, що складається з радіоелементів апаратури і має власний коефіцієнт передачі амплітудно- та фазо-частотні характеристики, на який діє стрибок постійної напруги при дії на апаратуру імпульсної завади.

Ключові слова: імпульсна завада, екранування

Abstract

Considered important options for the appearance of parasitic internal interference, which is formed by the action on internal passive four-pole equipment, consisting of radio elements of the equipment and having its own transmission coefficient of amplitude and phase-frequency characteristics, which is affected by a jump in constant voltage when the equipment is affected by impulse interference.

Keywords: impulse interference, shielding

АЛФАВІТНИЙ ПОКАЖЧИК АВТОРІВ

Abakumov V.	8	Марков В. І.	33
Алексеев М. А.	61	Махно К. М.	36
Lavrinenko V.	76	Мельник Т. Й.	39
Markov V. I.	30	Мирончук О. Ю.	100
Naumov O.	82	Мішин О. В.	67
Nikitchuk A. V.	116	Мовчанюк А. В.	97, 122, 125
Orlov V.	82	Недзельський О. Ю.	79
Pertsov V. M.	43	Неуймін О. С.	36
Тухомугов М. S.	49	Павленко Є. В.	85
Vyshnevui S. V.	43, 49	Петровський А. А.	88
Абрамович А. О.	11	Піддубний В. О.	11
Адаменко Ю. Ф.	110	Пільтяй С. І.	52
Арсенюк Д. О.	104	Попсуй В. І.	119
Бендак В. Р.	15	Похиленко О. А.	70
Борисов Г. О.	64	Рибас О. М.	91
Булашенко А. В.	52	Романенко Т. В.	36
Василенко Д. О.	15	Саратов Є. М.	36
Васильєв В. О.	11	Світловський Є. В.	94
Васильєв В. М.	18	Середін А. П.	122
Галайко Д. О.	61	Соколов К. А.	46
Гергіль Є. Є.	21	Сокольський С. О.	97
Глушеченко Е. М.	24	Стешенко В. Д.	125
Головня В. М.	107	Струков Д. Д.	100
Гончарук А. В.	110	Сушко О. Ю.	21, 39
Гриник В. О.	61	Терещенко Д. В.	128
Жук С. Я.	46	Трапезон К. О.	64, 94
Зіньковський Ю. Ф.	104, 107, 128	Філобоченко Є. В.	52
Катін П. Ю.	55, 61, 67, 70	Харенко О. С.	61
Корольков Р. Ю.	73	Чмельов В. О.	55, 70
Куцак С. В.	73	Шпилька О. О.	88
Лащевська Н. О.	79	Шульга А. В.	91
Лемеха В. О.	113		
Луцкевич В. А.	52		
Луцкевич Вол. А.	52		
Маленчик Т. В.	36		

Комп'ютерна верстка В. М. Головня.

Підп. до друку _____ р. Формат 60x84 1/16.

Папір офс. Computer Modern

Спосіб друку — ризографічний. Ум. друк. арк. _____. Обл.-вид. арк. _____. Наклад ____ пр.

Зам. № ____

Видавництво "Політехніка" КПІ ім. Ігоря Сікорського

вул. Політехнічна, 14, корп. 15

м. Київ, 03056

тел. (044) 204-81-78