

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

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА В ХХІ СТОЛІТТІ

Матеріали IV Всеукраїнської науково-технічної конференції
студентів та аспірантів «Радіоелектроніка в ХХІ столітті»
25 – 26 травня 2021
Київ, Україна

Матеріали IV Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів та аспірантів «Радіоелектроніка в XXI столітті», Київ, 25 – 26 травня 2021 р.: матеріали конференції — Київ, 2021. — 96 с.

Матеріали IV Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів та аспірантів «Радіоелектроніка в XXI столітті» містять результати наукових досліджень студентської молоді та науковців в галузі проблем створення теоретичних засад сучасної радіотехніки та радіоапаратобудування; практичної реалізації досягнень науки та технології; інтелектуалізації процесів проектування та виробництва.

Програмний комітет конференції

Антипенко Р.В., доцент, к.т.н.

Дубровка Ф. Ф., д.т.н., професор

Жук С.Я., д.т.н., професор

Нелін Є. А., д.т.н., професор

Мовчанюк А.В., к.т.н., доцент

Мартинюк С. Є., к.т.н., доцент

Організаційний комітет конференції

Головня В. М., ст. викл.

Захарченко О.С., ст. викл.

Лащевська Н.О, к.т.н., доц.

Булашенко А.В., ст. викл.

Нікітчук А.В., асистент

Шпилька О.О., доцент, к.т.н.

Григораш С.О., асистент

Сушко І.В., к.т.н., доц.

Адаменко В.О., ст. викл.

Адреса оргкомітету: Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», 2100, радіотехнічний факультет, корп. 17, кім. 310, пр-т Перемоги, 37, м. Київ, 03056, Україна. Тел. (+38097) 291-26-15.

Рекомендовано до друку рішенням програмного комітету конференції та вченої ради радіотехнічного факультету КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 05/2021 від 31.05.2021 р.)

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

ЗМІСТ

Алімов Р. Г. (наук. керівн. Сукачов Е.О.) ДИНАМІКА ЗАВАДОВОЇ ОБСТАНОВКИ ПІД ЧАС РУХУ МОБІЛЬНОЇ СТАНЦІЇ У СТИЛЬНИКОВІЙ МЕРЕЖІ.	5
Бендак В. Р. (наук. керівн. Омеляненко М. Ю.) ГЕТЕРОДИН ТРАНСІВЕРА 8-ММ ДІАПАЗОНУ ДОВЖИН ХВИЛЬ З НИЗЬКИМ РІВНЕМ ФАЗОВОГО ШУМУ.	7
Быков Р. Г. (научн. руков. Сукачев Э. А.) МОДЕЛИРОВАНИЕ СИНТЕЗА УСЕЧЕННЫХ СЕЛЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ.	10
Биковський О. В. (наук. керівн. Пільтяй С. І.) ХВИЛЕВІДНИЙ ФАЗОЗСУВНИЙ ПРИСТРІЙ ІЗ ТРЬОМА ДІАФРАГМАМИ У ДІАПАЗОНІ 5.0-8.0 ГГЦ	13
Білуха В. С. (наук. керівн. Адаменко В. О.) ПРОЕКТУВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧА ТА ФІЛЬТРУ ДЛЯ ІНСТРУМЕНТАЛЬНОЇ РАДІОСИСТЕМИ.	16
Бруско А. В. (наук. керівн. Мирончук О. Ю., Шпилька О. О.) ІНТЕРАКТИВНИЙ ЛОГОТИП.	19
Волинець О. В. (наук. керівн. Булашенко А. В.) ХВИЛЕВІДНИЙ ПОЛЯРИЗАЦІЙНИЙ ПРИСТРІЙ ІЗ ДВОМА ШТИРЯМИ КУ-ДІАПАЗОНУ.	21
Волинко Н. А. (наук. керівн. Антонюк О. І.) ОПТОЕЛЕКТРОННИЙ МЕТОД ДЕТЕКТУВАННЯ ПРОЛЬОТУ КУЛІ ДЛЯ ВИКОРИСТАННЯ В ПРИСТРОЯХ ВИМІРЮВАННЯ ФІЗИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ЗБРОЇ.	24
Глушеченко Е. М. МІКРОСМУЖКОВІ ФУНКЦІОНАЛЬНІ НВЧ ПРИСТРОЇ З КІЛЬЦЕВИМИ РЕЗОНАТОРАМИ БІГУЧОЇ ХВИЛІ.	26
Гнатюк Д. О. (наук. керівн. Чмельов В. О.) АДАПТИВНА ЦИФРОВА СИСТЕМА СЕЛЕКЦІЇ РУХОМИХ ЦІЛЕЙ	29
Головня В. М. (наук. керівн. Зінковський Ю. Ф.) БЛОК КОДУВАННЯ СИСТЕМИ ЛАЗЕРНОГО СКАНУВАННЯ ФОРМЕНІХ ЕЛЕМЕНТІВ КРОВІ	31
Головня М. В., Пшегалінський Р. В. ФОРМУВАННЯ ШКАЛИ КИЇВСЬКОГО ЧАСУ НА ВТОРИННОМУ ЕТАЛОНІ ОДИНИЦЬ ЧАСУ І ЧАСТОТИ ДП «УКРМЕТРТЕСТСТАНДАРТ»	33
Дідковський Т. М. (наук. керівн. Богомоллов М.Ф.) ЛАЗЕРНІ АНАЛІЗАТОРИ ПАРАМЕТРІВ КРОВІ ЛЮДИНИ.	35
Добри́вечор В. В. (наук. керівн. Булашенко А. В.) ХВИЛЕВІДНИЙ ПОЛЯРИЗАЦІЙНИЙ ПРИСТРІЙ ІЗ ТРЬОМА ДІАФРАГМАМИ Х-ДІАПАЗОНУ.	38
Задорожний Г. С. (наук. керівн. Головін В. А.) СПЕКТРАЛЬНА ЕФЕКТИВНІСТЬ СИСТЕМИ МІМО ПРИ КОРЕЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ В АНТЕНАХ.	41
Ільїн О. І. (наук. керівн. Сорочан А. Г.) МЕТОД ВИМІРЮВАННЯ ДАЛЬНОСТІ ЗАСНОВАНИЙ НА КОРЕЛЯЦІЙНІЙ ОБРОБЦІ СИГНАЛУ МОДУЛЬОВАНОГО ПО ЧАСТОТІ ОДНОТОНАЛЬНИМ ГАРМОНІЙНИМ КОЛИВАННЯМ.	43
Козачук М. А., Найденко В. І., Роман Л. О. ШИРОКОСМУГОВИЙ БАЛУН ДЛЯ ПІДКЛЮЧЕННЯ СИМЕТРИЧНОЇ АНТЕНИ ДО КОАКСІАЛЬНОГО КАБЕЛЮ	46
Коцюбайло А. В. (наук. керівн. Антонюк О. І.) РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ БІОПОТЕНЦІАЛІВ СКЕЛЕНТНИХ М'ЯЗІВ	48
Лавріненко В. С. (наук. керівн. Калюжний О. Я.) ЕКОЛОГІЧНІ АСПЕКТИ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ 5G.	50
Лісовець С. М. ПРИЛАД ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ШВИДКОСТІ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ В ОБ'ЄКТІ КОНТРОЛЮ.	53
Мережко М. С. (наук. керівн. Попсуй В. І.) АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТЕЙ ВИКОРИСТАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ІГРАШОК ДЛЯ ЗАВДАНЬ РОЗВІДКИ.	55
Недзельський О. Ю. (наук. керівн. Лащевська Н.О.) ОБРОБЛЕННЯ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ ЗА ДОПОМОГОЮ НЕЙРОННИХ МЕРЕЖ.	58

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

Нікітчук А. В. (наук. керівн. Уваров Б.М.) РОЗРАХУНОК ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ПОКАЗНИКІВ НАДІЙНОСТІ В ПРОЦЕСІ ПРОЕКТУВАННЯ РЕА	61
Омеляненко Б. А. (наук. керівн. Вишневий С. В.) СИСТЕМА ВИЯВЛЕННЯ РУХОМИХ ОБ'ЄКТІВ НА ВІДЕОПОСЛІДОВНОСТЯХ.	63
Петровський А. А. (наук. керівн. Шпилька О. О.) МЕТОДИ АНАЛІЗУ ТА РОЗПІЗНАВАННЯ ОБ'ЄКТІВ.	65
Ребров В. С. (наук. керівн. Лукін В. В.) ФІЛЬТРАЦІЯ КОЛЬОРОВИХ ЗОБРАЖЕНЬ ДЛЯ РЕАЛЬНИХ ЗАВАДОВИХ СИТУАЦІЙ.	68
Ренгевич Н. О. (наук. керівн. Могильний С. Б.) МІКРОКОМП'ЮТЕРНА СИСТЕМА ЕКОЛОГІЧНОГО МОНІТОРИНГУ.	70
Роганов І. А. (наук. керівн. Піддубний В. О.) ВИХРОСТРУМОВИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ОКИСЛЕНИХ МЕТАЛЕВИХ КОНСТРУКЦІЙ.	72
Саражинський В. О. (наук. керівн. Іваннік Г. В.) ОПТИМІЗАЦІЯ БЛОКУ ПЕРЕТВОРЕННЯ КОЛІРНОЇ МОДЕЛІ СИНТЕЗОВАНОЇ В ПЛІС	75
Соколов К. А. (наук. керівн. Жук С. Я.) ВИЯВЛЕННЯ МАЛОГАБАРИТНИХ ЦІЛЕЙ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ ОСОБЛИВОСТЕЙ ЗОРОВОГО АПАРАТУ ЛЮДИНИ У СИСТЕМАХ ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ.	78
Стативка І. Д. (наук. керівн. Богомолів М. Ф.) ОПТОЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ КРОВІ.	81
Трахтман Є. Ю. (наук. керівн. Магро В. І.) ДОСЛІДЖЕННЯ ОСОБЛИВОСТЕЙ РОЗМІЩЕННЯ ДІАФРАГМ В КАНАЛІ ФЛОКЕ ХВИЛЕВОДНОЇ АНТЕННОЇ РЕШТКИ.	84
Ходаніцький О. О. (наук. керівн. Піддубний В. О.) ІНДИКАТОР ПРИХОВАНОЇ ПРОВОДКИ В БУДІВЕЛЬНИХ КОНСТРУКЦІЯХ.	86
Шарпан Я. Е. (наук. керівн. Забегалов І. В.) РОЗРОБКА ТА ОПТИМІЗАЦІЯ НВЧ-ПРИСТРОЇВ ІЗ РОЗШИРЕНИМИ ФУНКЦІОНАЛЬНИМИ МОЖЛИВОСТЯМИ	89
Янковський І. Д. (наук. керівн. Лісовий І. П.) ВИЗНАЧЕННЯ СЕРЕДНЬОГО ЧАСУ ВСТАНОВЛЕННЯ З'ЄДНАННЯ В МЕРЕЖІ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ.	92

ДИНАМІКА ЗАВАДОВОЇ ОБСТАНОВКИ ПІД ЧАС РУХУ МОБІЛЬНОЇ СТАНЦІЇ У СТІЛЬНИКОВІЙ МЕРЕЖІ

Алімов Р. Г.

(Науковий керівник Сукачов Е. О., д.т.н., професор)

Державний університет інтелектуальних технологій і зв'язку

У сучасних дослідженнях розглядають внутрішньосистемні завади на вході приймача мобільної станції (МС) від передавача базової станції (БС₀), розташованої у сусідньому стільнику.

Наступне повідомлення пов'язане з оцінкою характеру зміни внутрішньосистемних завад, які завдає передавач абонента МС₁. Якщо розмірність кластера дорівнює $K = 1$, то усі стільники використовують одну частоту. Завада P_{int} на вході приймача БС₀ надходить від передавача МС₁, коли абонент пересувається по лінії АВ (рис. 1).

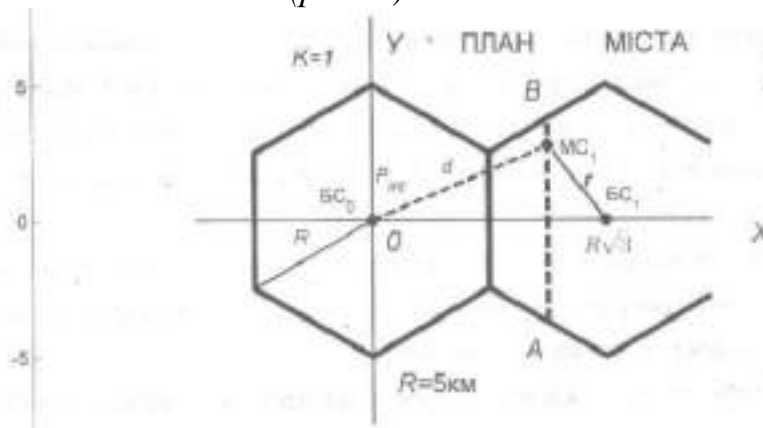


Рис. 1 – Завада P_{int} приймачеві БС₀

Рівняння лінії АВ має вигляд:

$$x_{ms1} = 1,5R\sqrt{3} / 2, \quad -3R / 4 \leq y_{ms1} \leq 3R / 4,$$

де R – радіус стільника.

Відстань r від МС₁ до БС₁ обчислюється за формулою:

$$r = \sqrt{(x_{BC1} - x_{ms1})^2 + (y_{BC1} - y_{ms1})^2},$$

Відстань d від МС₁ до БС₀ обчислюється за формулою:

$$d = \sqrt{(x_{BC0} - x_{ms1})^2 + (y_{BC0} - y_{ms1})^2},$$

де $x_{BC0} = y_{BC0} = 0$; $x_{BC1} = R\sqrt{3}$; $y_{BC1} = 0$.

Під час пересування абонента уздовж лінії АВ потужність передавача МС₁ автоматично змінюється таким чином, що потужність сигналу на вході приймача БС₁ залишається постійною, яка дорівнює його чутливості, тобто $P_{rb} = -117$ дБм ($2 \cdot 10^{-15}$ Вт) [1,2]. Рівень сигналу буде постійним, коли потужність передавача МС₁ змінюється наступним чином.

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

$$P_{trMS1} = \frac{P_{rb} \cdot 4\pi^2 r^2}{G_1 G_2 \lambda^2 \sin^2 \left(\frac{2\pi \cdot h_{ms1} h_{bs1}}{\lambda r} \right)},$$

де $G_1 = 1; G_2 = 10$ — підсилення антен, $\lambda = 0,357$ м — довжина хвилі, $h_{ms1} = 1,5$ м; $h_{bs1} = 60$ м — висоти встановлення антен.

Таким чином, потужність завади P_{int} на вході приймача BC_0 залежить від потужності передавача MS_1 P_{trMS1} та відстані d , які змінюються внаслідок пересування абонента від А до В. Потужність завади обчислюється за формулою:

$$P_{int} = \frac{P_{trms1} G_1 G_2 \lambda^2}{4\pi^2 d^2} \cdot \sin^2 \left(\frac{2\pi h_{ms1} h_{bs0}}{\lambda d} \right).$$

Моделювання в середовищі *MATLAB* дозволяє отримати залежність рівня завад від координат абонента (рис.2).

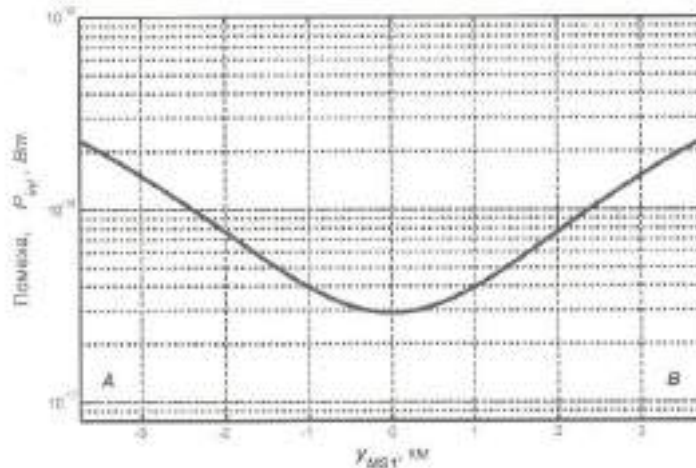


Рис. 2 – Залежність рівня завади від позиції MS_1

Таким чином, запропонована послідовність розрахунків дозволяє обчислювати внутрішньосистемні завади в системах мобільного зв'язку під час пересування абонентів по якій завгодно траєкторії.

Література

1. Сукачѳв Э. А. Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами. Одесса: ОНАС им. А. С. Попова, 2013. 213 с.
2. Сукачѳв Э.А., Поспелова А. А. Исследование изменения помеховой обстановки при движении мобильной станции. *Зв'язок*. 2014. №3. С. 47–50.

ГЕТЕРОДИН ТРАНСІВЕРА 8-ММ ДІАПАЗОНУ ДОВЖИН ХВИЛЬ З НИЗЬКИМ РІВНЕМ ФАЗОВОГО ШУМУ

Бендак В. Р.

(Науковий керівник Омеляненко М.Ю., старший викладач)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Радіотехнічний факультет

Рівень фазового шуму гетеродинів трансіверів сьогодні є одним із найбільш вагомих факторів, здатних обмежити можливості його роботи у складі сучасної системи зв'язку міліметрового діапазону довжин хвиль [1]. В роботі представлені результати розробки гетеродину прийомопередавача, який повністю відповідає вимогам до таких пристроїв і може з успіхом бути використаним у системі зв'язку, що використовує сучасні ефективні формати цифрової модуляції.

Функціональна схема генератора зображена на рис.1. Генератор містить синтезатор 1, двокаскадний помножувач частоти (2,3), подільник потужності 4 та блок перестроювання частоти і її індикації 5. У якості синтезатора використана сучасна монолітна інтегральна схема ADF 5355 [2], яка містить всі необхідні елементи петлі ФАПЧ і генератор керований напругою. Помножувачі частоти - монолітні інтегральні схеми помножувачів частоти на два, робочі параметри яких змінювались так, щоб досягти стійкості при сумісній роботі. Додаткову стійкість схеми щодо різних режимів навантаження надає включений між ними фіксований атенюатор 6. Гетеродин виконаний у вигляді гібридної інтегральної схеми (ГІС) на єдиній підкладинці, яка містить два переходи на хвилеводні виходи. Таке виконання забезпечує зручність при вимірюванні параметрів гетеродину і під'єднанні до трактів прийому і передачі. Блок управління і індикації виконаний на окремій друкованій платі і забезпечує оперативне перестроювання частоти і її цифрову індикацію.

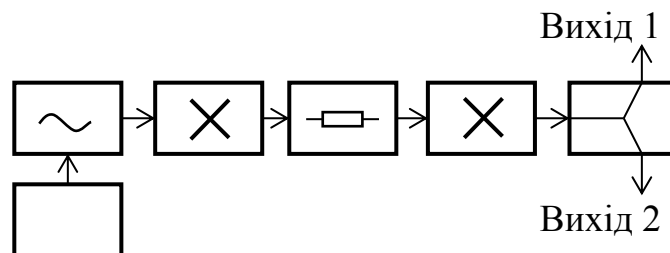


Рис. 1 – Функціональна схема гетеродину

Детальному розрахунку підлягали:

- розподіл рівня спектральної щільності потужності фазового шуму на виході гетеродину;
- вихідний подільник потужності з високою мірою розв'язки.

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

В частині розрахунку спектральних характеристик гетеродину було розраховано частотну залежність рівня фазового шуму і виявлено внесок кожного із складових факторів, основним з яких при сучасному рівні шумів опорних генераторів виявився вплив фазового детектора. Розрахунок спектральної характеристики шуму ($L_{ш}$, дБн) дав можливість оцінити середньоквадратичну величину фазового відхилення коливань

$$\sqrt{\Delta\Theta_{out}^2} = \Theta_{шг}(\text{град}) = \frac{180}{\pi} \sqrt{2 \int_{10^1}^{10^6} 10^{0.1L_{ш}} df}$$

де $\sqrt{\Delta\Theta_{out}^2}$ — параметр, який входить до розрахунку енергетичного потенціалу системи зв'язку.

В частині розрахунку вихідного хвилеводно-щілинного подільника потужності створено його модель, в рамках якої отримані первинні розміри елементів його топології. В подальшому вони використовувались для оптимізації в пакеті програм електродинамічного аналізу. Аналізована топологія аналогічна застосованій у подільнику потужності 3-см діапазону довжин хвиль [3] і показана на рис.2. Тут же наведені результати симуляції основних характеристик подільника з оптимізованими розмірами.

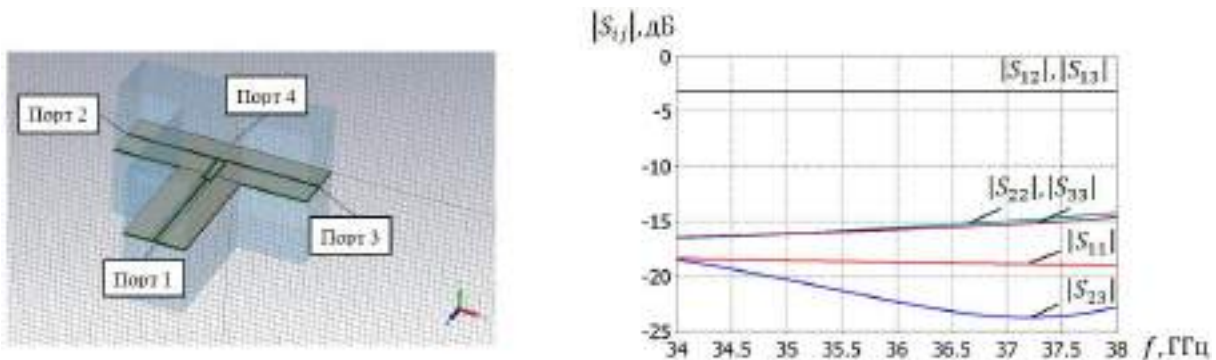


Рис. 2 – Топологія подільника потужності і його характеристики

В результаті розробки згідно з розрахунками був спроектований і виготовлений макет генератора, а його параметри експериментально досліджені. На рис.3 зображені розраховані і виміряні спектральні характеристики гетеродину. На рис.4 зображений зовнішній вигляд ПС гетеродину. На рис.5 зображений зовнішній вигляд гетеродину разом із блоком перестроювання частоти і її індикації. Видно, що характеристики співпадають із задовільною точністю, що говорить про адекватність побудованої моделі генератора із петлею ФАПЧ.

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

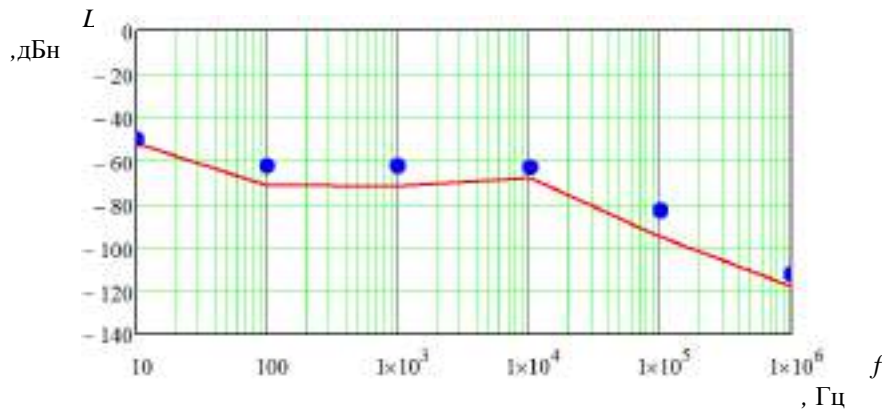


Рис. 3 – Спектральні характеристики гетеродину



Рис. 4 – Фото ГІС гетеродину



Рис. 5 – Фото гетеродину з блоком перестроювання частоти і індикації

Отримані характеристики дозволяють стверджувати, що розроблений гетеродин може бути включений до складу трансівера восьмимілімет-рового діапазону довжин хвиль, призначеного для роботи у складі системи безпроводного широкосмугового доступу.

Література

1. Omelianenko, M., Pravda, V.I., Turieieva, O. et al. Fully planar subscriber station transceivers of broadband access systems in Ku- and Kabands. *Radioelectron. Commun. Syst* 55, 49–64 (2012). <https://doi.org/10.3103/S073527271202001X>
2. ADF 5355 [електронний ресурс].- Режим доступу: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADF5355.pdf>
3. Omelianenko, M., Turieieva, O. 24-Channel Ku-Band Low-Loss Slotted Waveguide Power Divider. *Radioelectron. Commun. Syst.* 61, 242–245 (2018). <https://doi.org/10.3103/S073527271806002>

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИНТЕЗА УСЕЧЕННЫХ СЕЛЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ

Быков Р. Г.

(Научный руководитель Сукачев Э. А., д.т.н., проф.)

Государственный университет интеллектуальных технологий и связи

Использование селективных импульсов или импульсов Найквиста в цифровых системах связи определяется отсутствием межсимвольной интерференции (МСИ) в моменты регистрации отсчетов сигнала [1]. Данный вид импульсов обладает компактным спектром, что позволяет эффективно использовать их в каналах связи с ограниченной полосой пропускания.

Существует бесконечное множество селективных сигналов, при этом всех их объединяет общее свойство нечетной симметрии спектра в переходной области. При изучении свойств селективных сигналов предполагается, что они обладают финитным спектром. Следствием такого подхода является то, что импульсы Найквиста имеют бесконечную длительность. Для возможности практического применения таких сигналов в системах связи необходимо ограничить их во времени.

В качестве примера был выбран двухпараметрический сигнал Найквиста, спектральная плотность которого имеет вид:

$$|G(j\omega)| = \begin{cases} UT, 0 \leq |\omega| < \omega_A; \\ UT(k\omega + b), \omega_A \leq |\omega| < \omega_B; \\ 0, |\omega| \geq \omega_B, \end{cases} \quad (1)$$

где U – значение селективного сигнала при $t = 0$; T – длительность тактового интервала; $\omega_A = (1 - \alpha)\omega_C$, $\omega_B = (1 + \alpha)\omega_C$ – границы переходной области; $\omega_C = \pi / T$ – средняя частота переходной области; $0 \leq \alpha \leq 1$ и $0 \leq \beta \leq 1$ – параметры импульса; $k = (2\beta - 1) / 2\alpha\omega_C$; $b = (\alpha + 1 - 2\beta) / 2\alpha$.

Зависимость значений сигнала со спектральной плотностью (1) от времени определяется с помощью следующего выражения:

$$g(t) = \frac{U}{\omega_C t} \left[\beta \cdot \sin(\omega_A t) + \beta \cdot \sin(\omega_B t) - k / t \cdot \cos(\omega_A t) + k / t \cdot \cos(\omega_B t) \right]. \quad (2)$$

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

Усеченная версия сигнала может быть представлена с помощью (2) следующим образом:

$$g(t, a) = \begin{cases} g(t), & |t| \leq a; \\ 0, & |t| > a, \end{cases} \quad (3)$$

где a – граница усеченного импульса.

Первый этап синтеза усеченного импульса Найквиста – это его разложение в обобщенный ряд Фурье на основе ортогональной системы функций Уолша:

$$\hat{g}(t) = \sum_{n=1}^N c_n \cdot u_n(t);$$

$$c_n = \frac{1}{E_n} \int_{-a}^a g(t) u_n(t) dt,$$

где N – количество функций Уолша, c_n – коэффициент n -ой функции Уолша, $u_n(t)$ – n -ая функция Уолша, E_n – энергия n -ой функции Уолша.

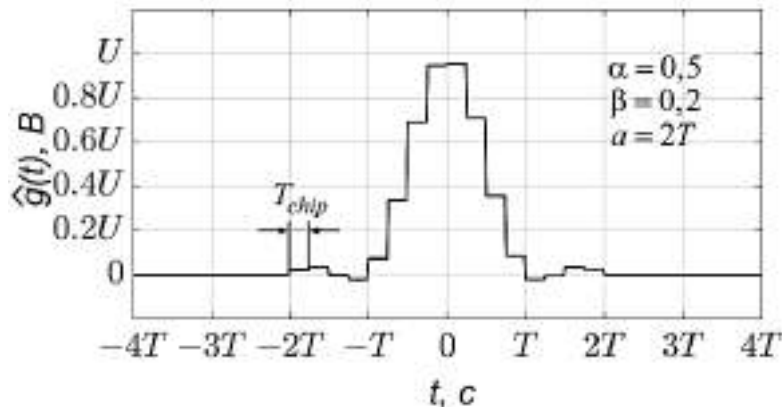


Рис. 1 – Аппроксимация усеченного селективного сигнала с помощью ортогональной системы из 16 функций Уолша

Вторым этапом формирования усеченного селективного сигнала является сглаживание $\hat{g}(t)$ посредством ФНЧ. В результате фильтрации должен получиться сигнал $\tilde{g}(t)$, максимально приближенный к сигналу (3). В качестве показателя сглаживания может быть использован D -критерий, отображающий значение результирующей МСИ на выходе фильтра.

$$D = \frac{1}{\tilde{g}(0)} \sum_{\substack{i=-4 \\ i \neq 0}}^4 \left| \tilde{g}(iT) \right|,$$

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

где $\tilde{g}(iT)$ – значение сглаженного сигнала в i -й тактовый интервал.

Для моделирования сглаживания ступенчатого сигнала в среде MATLAB использован фильтр Баттерворта, поскольку он обладает максимально равномерной передаточной характеристикой в полосе пропускания [2].

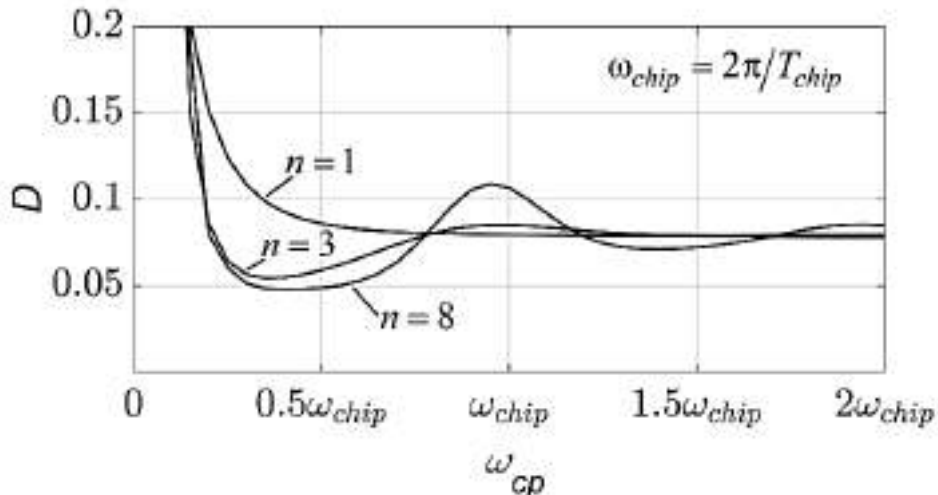


Рис. 2 – Зависимость МСИ от порядка и частоты среза фильтра

На рис. 2 видно, что минимальная МСИ наблюдается при частоте среза фильтра, равной $0,5\omega_{chip}$, где $\omega_{chip} = 2\pi/T_{chip}$ (T_{chip} – длительность чипа функции Уолша). Увеличение порядка фильтра оказывает минимальное влияние на степень снижения МСИ. Также уровень МСИ уменьшается с увеличением числа функций Уолша в ортогональном базисе. Наиболее точная аппроксимация при этом по-прежнему достигается в случае использования фильтра с частотой среза $0,5\omega_{chip}$.

Литература

1. Сукачев Э. А. Введение в теорию сигналов Найквиста: монография / Э. А. Сукачев. – Одесса: Освіта України, 2016. – 108 с.
2. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2003. – 608 с.

ХВИЛЕВІДНИЙ ФАЗОЗСУВНИЙ ПРИСТРІЙ ІЗ ТРЬОМА ДІАФРАГМАМИ У ДІАПАЗОНІ 5.0-8.0 ГГц

Биковський О. В.

(Науковий керівник Пільтяй С. І., к.т.н., доцент)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», Радіотехнічний факультет

Для покращення інформаційних параметрів сучасних антенних решіток використовують поляризатори та фазозсувачі. Фазозсувні пристрої забезпечують на виході потрібні значення фазової характеристики [1], поляризаційні пристрої забезпечують на виході фазовий зсув в 90° . Такі пристрої будуються на штирях, діафрагма, їх комбінації та інших типах неоднорідностей. Щоб одержати вузьку смугу частот частіше всього використовують фазозсувачі із невеликою кількістю штирів всередині хвилеводу [2]. Для підтримки більш широкої смуги частот беруть пристрої зсуву фази із діафрагмами всередині хвилеводу [3, 4]. Такі принципи ще є у поляризаційних пристроїв на основі хвилеводів в середні яких є реактивні елементи (штирі, діафрагми, пластини та інші) [5, 6]. Для проектування таких пристроїв користуються програмними пакетами HFSS та CST MS [7]. Тому, зараз є актуальною задача створення широкосмугових фазозсувних пристроїв в радіолокаційних системах.

За допомогою методу хвильових матриць [8] були пораховані коефіцієнт відбиття та фазова характеристики. Крім того, для порівняння у програмі CST MS по методам FDTD та FEM був розроблений та оптимізований хвилевідний фазозсувний пристрій із трьома діафрагмами (рис. 1). Діафрагми були розміщені всередині хвилеводу та розміщені на однаковій відстані від середньої діафрагми.

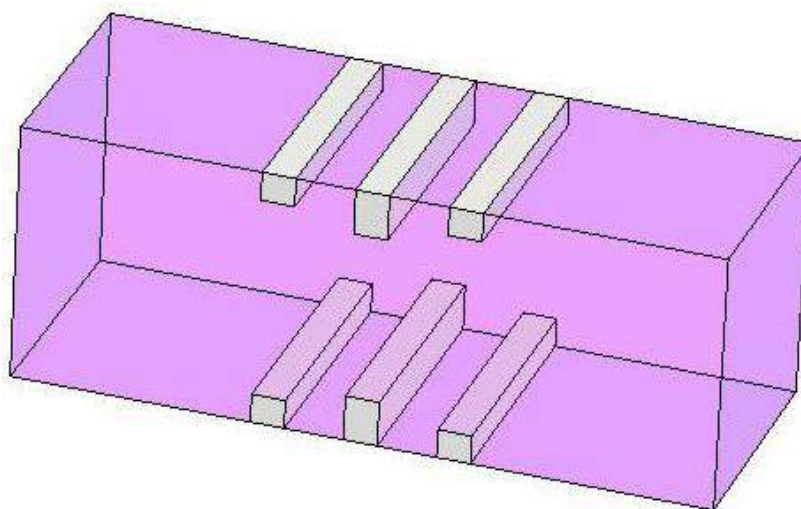


Рис. 1. Модель хвилеводного фазозсувача із трьома діафрагмами

У діапазоні частот 5.0-8.0 ГГц були отримані фазові та узгоджувальні характеристики фазозсувача. На рис. 2 наведені фазові характеристики розробленого фазозсувача у діапазоні частот 5.5-8.5 ГГц. Можна зазначити, що фазозсувач підтримує фазу у діапазоні $90 \pm 5.0^\circ$ для поданого методу, $90 \pm 4^\circ$ для методу FDTD та $90 \pm 6^\circ$ для методу FEM.

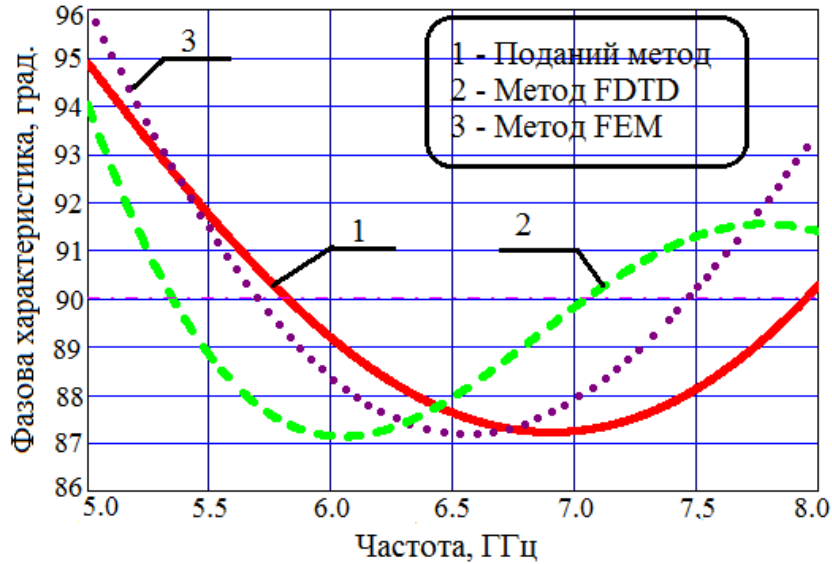


Рис. 2. Фазова характеристика

На рис. 3 наведені узгоджувальні характеристики у робочому діапазоні частот 5.0-8.0 ГГц.

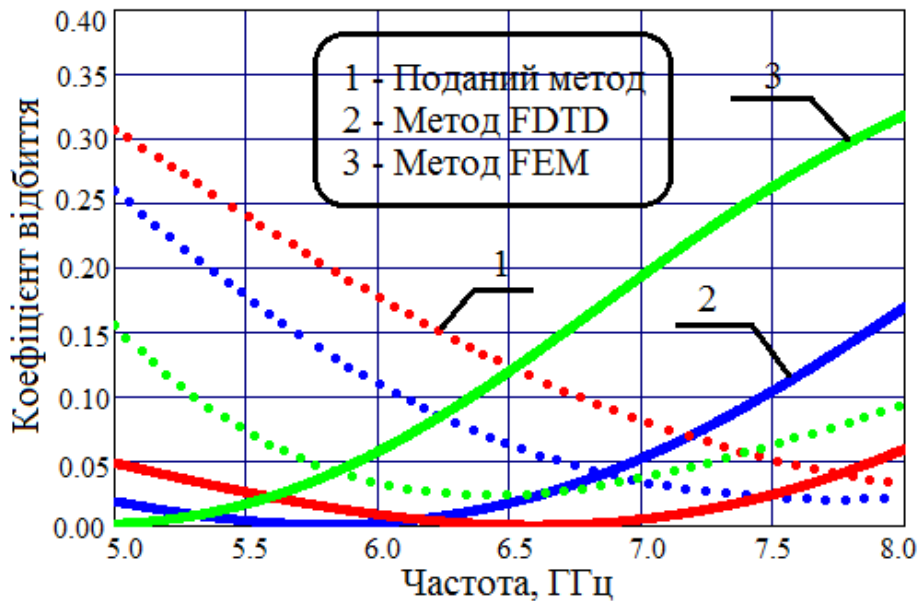


Рис. 3. Узгоджувальна характеристика

Рис. 3. містить частотну залежність коефіцієнта відбиття розробленого фазозсувача для поданого методу, методу FDTD, FEM. Слід підкреслити, що максимальне значення коефіцієнта відбиття є 0.31 для поданого методу, 0,26 для методу FDTD та 0.33 для методу FEM.

У тезі був змодельований хвилевідний фазозсувач із трьома діафрагмами у робочому діапазоні 5.0-8.0 ГГц. Розроблений пристрій забезпечує фазовий зсув $90^{\circ} \pm 5^{\circ}$. Пристрій підтримує значення коефіцієнту відбиття для вертикальної та горизонтальної поляризацій, що не перевищує 0.31.

Література

1. Sichak W. Microwave high-speed continuous phase shifter / W. Sichak, D.J. Levine // Proceedings of the IRE. – 1955. – Vol. 43, no 11. – pp. 1661–1663, doi: 10.1109/JRPROC.1955.277993.
2. Pisano G. A 90-GHz waveguide variable phase shifter / G. Pisano, G. Savini, L. Pietranera, K. Isaak, B. Johnson, M. Gervasi // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2007. – Vol. 17, no 3. – pp. 208–210, doi: 10.1109/LMWC.2006.890476.
3. Abbosh A.M. Broadband fixed phase shifter / A.M. Abbosh // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2011. – Vol. 21, no 1. – pp. 22 – 24, doi: 10.1109/LMWC.2010.2079320.
4. Reese R. Liquid crystal based dielectric waveguide phase shifter for phased arrays at W-Band / A.M. Abbosh, E. Polat, H. Tesmer, J. Strobl, C. Schuster, M. Nickel // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – pp. 127032 – 127041, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2939648.
5. Virone G. A novel design tool for waveguide polarizers / G. Virone, R. Tascone, M. Baralis, O. A. Peverini, A. Olivieri and R. Orta // IEEE Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol 53, no. 3. – pp. 888-894, doi: 10.1109/TMTT.2004.842491.
6. Cano J. L. On the accurate full characterization of septum polarizers through simple amplitude measurements in back-to-back configuration / J. L. Cano, A. Mediavilla // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2021. – Vol 69, no. 1. – pp. 179-188, doi: 10.1109/TMTT.2020.3020639.
7. Lei J. Design and cold test of an S-band waveguide dual circular polarizer. / J. Lei, X. He, G.X. Pei et al. // Radiat Detect Technol Methods . – 2017. – Vol 1, no. 26. – pp. 17-28, doi: 10.1007/s41605-017-0028-9.
8. Piltyay S.I. High performance waveguide polarizer for satellite information systems / S.I. Piltyay, et al. // Bulletin of Cherkasy State Technological University. – 2020. – Vol. 4. – pp. 14–26. [In Ukrainian], doi: 10.24025/2306-4412.4.2020.217129.

ПРОЕКТУВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧА ТА ФІЛЬТРУ ДЛЯ
ІНСТРУМЕНТАЛЬНОЇ РАДІОСИСТЕМИ

Білуха В. С.

(Науковий керівник Адаменко В. О., старший викладач)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Радіотехнічний факультет

Сучасний ринок професійної музичної апаратури пропонує широкий вибір готових рішень, проте вартість більшості з них є порівняно високою, що робить її не доступною для музикантів-початківців. Тому розроблення більш дешевих, проте якісних аналогів є актуальною задачею. Однією із складових таких систем є попередній підсилювач та активний фільтр. Основне завдання яких сформуванню потрібний рівень входного сигналу для АЦП та прибрати зайві низько- та високочастотні складові.

Розглянемо метод розрахунку неінвертуючого підсилювача (рис. 1).

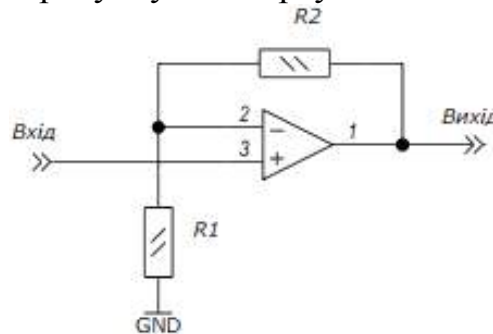


Рис.1 – Схема неінвертуючого підсилювача

Коефіцієнт підсилення такого підсилювача розраховується за формулою:

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_2}{R_1} + 1,$$

де $U_{\text{вих}} = U_{\text{ж}}/2$ — вихідна напруга сигналу, що дорівнює половині напруги живлення, $U_{\text{вх}}$ — напруга входного сигналу. Амплітудне значення вихідної напруги звукознімачів електрогітари приблизно 200 мВ, напруга живлення 3,7 В (номінальна напруга акумулятора), тоді:

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = 7,4.$$

Звідси можна вирахувати номінали резисторів. Задамо значення резистора $R_2 = 100 \text{ кОм}$. Тоді:

$$R_1 = \frac{R_2}{K_U - 1} = \frac{100 \cdot 10^3 \text{ Ом}}{7,4 - 1} = 15,6 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Приводячи до стандартних номіналів $R_1 = 15 \text{ кОм}$.

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

Для того щоб підсилювач працював на однополярному живленні потрібно задати робочу точку, найпростіший варіант це симетричний дільник напруги, центральна точка якого і задає напругу робочої точки. Для зменшення впливу дрейфу напруги живлення передбачається використання конденсатора C_1 , а для уникнення підсилення постійної складової підсилювачем введемо у коло зворотного зв'язку конденсатор C_2 . Також для забезпечення режимів роботи за постійним струмом додамо в схему розділові конденсатори (рис. 2).

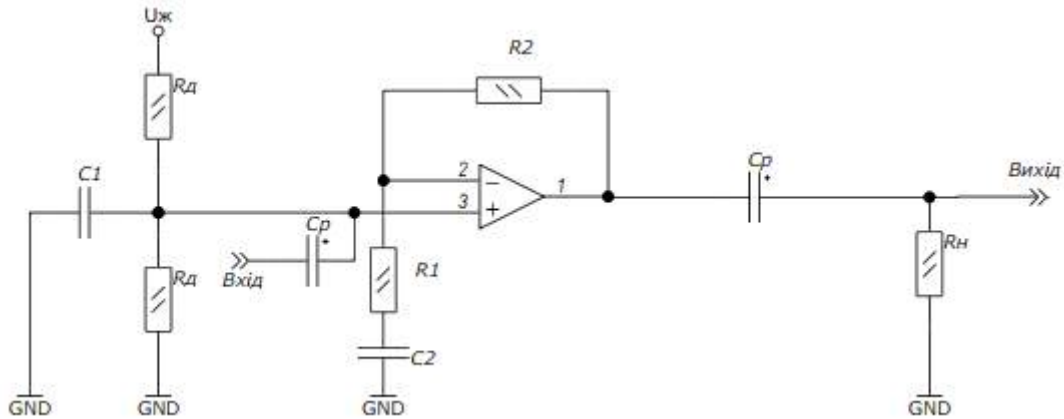


Рис. 2 – Схема підсилювача з заданою робочою точкою

Конденсатори C_1 та C_2 утворюють фільтр високих частот, їх ємність потрібно розраховувати відповідно до частот зрізу які вимагаються від підсилювача. Для даного передавача ця частота складає 10 Гц, це частота зрізу для C_2 , для C_1 частота зрізу повинна складати десятю частину від частоти для C_2 . Для визначення ємності C_1 потрібно задатися значеннями резисторів $R_d = 100$ кОм. Формула для визначення ємності конденсатора C_1 :

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_n} = \frac{1}{2\pi \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 10} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 1 \text{ мкФ},$$

та для C_1 ,

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \frac{R_d}{2} \frac{f_n}{10}} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^3} = 3,2 \cdot 10^{-6} \text{ Ф},$$

Приводячи до стандартних номіналів $C_1 = 3,3$ мкФ.

Для обмеження частотного діапазону на високих частотах можна використати активний ФНЧ Батерворта 2-го порядку. Найпростіша реалізація такого фільтра це схема Саллена-Кі показана на рис. 3.

Для розрахунку даного фільтра задамо значенням частоти зрізу $f_n = 20$ кГц, та ємності $C_1 = 10$ нФ. Коефіцієнт підсилення фільтра $K_U = 1$. Опір резистора R_1 знаходиться за формулою:

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}}{4\pi f_n C_1} = \frac{\sqrt{2}}{4\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}} = 565 \text{ Ом}.$$

Приводячи до стандартних значень $R_1 = R_2 = 560$ Ом, $C_2 = 2C_1 = 20$ нФ.

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

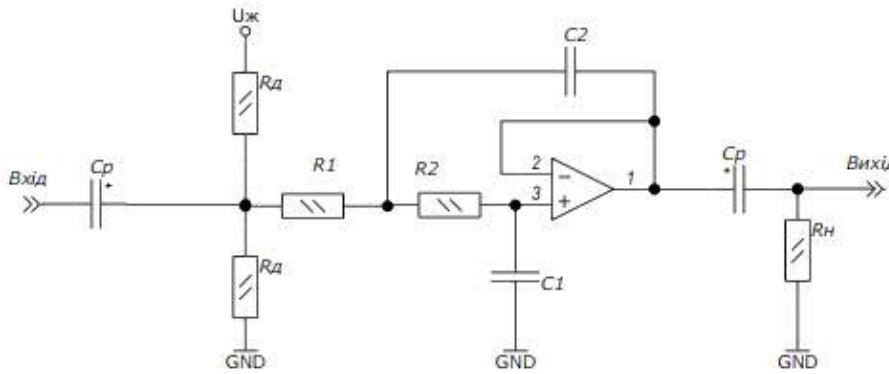


Рис. 3 – Схема активного ФНЧ Саллена –Кі

В результаті поєднання підсилювача та активного фільтру отримали схему, яка дозволяє підсилити та відфільтрувати сигнал від електрогітари, та забезпечити якісну роботу АЦП приймача.

На рис. 4 показано отриману АЧХ та ФЧХ схеми. Моделювання виконано у програмному забезпеченні *LTspise*.

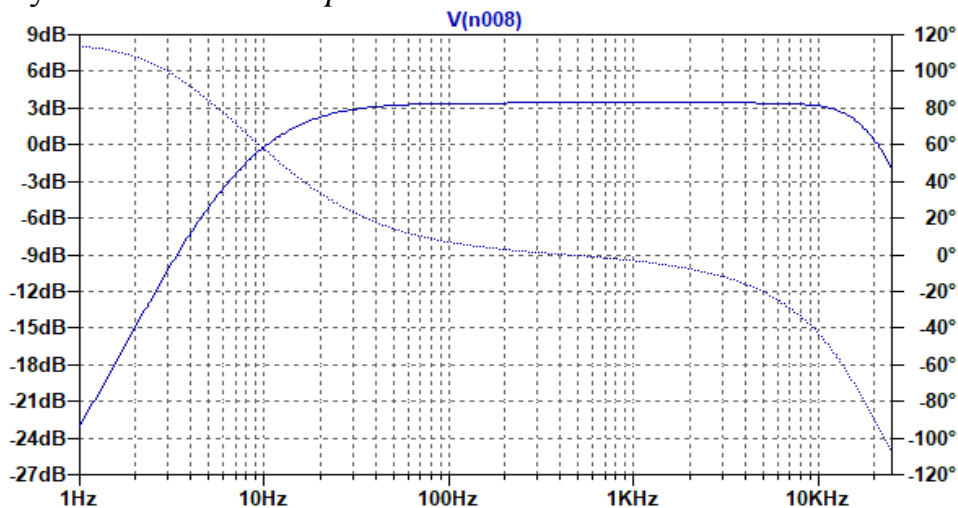


Рис. 4 – АЧХ підсилювача та фільтра

Таким чином, у даній роботі проведено розрахунок неінвертуючого операційного підсилювача, запропоновано метод задання робочої точки та її стабілізації, а також обрано та розраховано активний фільтр низьких частот Батерворта за схемою Салена-Кі для передавача інструментальної радіосистеми.

Література

1. Неинвертирующий усилитель на ОУ. Принцип работы | *joyta.ru*. URL: <http://www.joyta.ru/9414-neinvertiruyushhij-usilitel-na-ou-princip-raboty/> (дата звернення: 12.05.2021).

2. Active Low Pass Filter - Op-amp Low Pass Filter. URL: https://www.electronicstutorials.ws/filter/filter_5.html (дата звернення: 12.05.2021).

ІНТЕРАКТИВНИЙ ЛОГОТИП

Бруско А. В.

(Науковий керівник Мирончук О. Ю., к. т. н. Шпилька О. О.)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», Радіотехнічний факультет

На сьогодні декор інтер'єру приміщень є вкрай різноманітним, щодня з'являються нові креативні рішення цього питання, що пасують певному типу приміщень. Проте інтер'єр навчальних закладів часто залишається без уваги, натомість, використовуються стандартні рішення, які є дешевими, виключно практичними та часто не естетичними.

Використовуючи ідею Інтернету речей, був розроблений інтерактивний логотип (факультету) з підключенням до мережі інтернет, що дає змогу будь-кому і будь-де змінювати режим підсвітки, зокрема колір та анімацію. Пристрій являє собою настінну вивіску у формі тексту та логотипу, що має ефект контурного світла. Керування пристроєм реалізовано за допомогою інтернет підключення та сервісу Telegram. Підсвітка базується на кількох типах RGB-світлодіодної стрічки: адресована та звичайна. Структурна схема пристрою представлена на рис.1.



Рис. 1 – Структурна схема пристрою

Пристрій живиться від мережі 220В. Як видно з Рис.1, блок керування містить АС/DC перетворювач, який забезпечує постійну напругу 12В на шині живлення драйвера та світлодіодних стрічок. Другий блок живлення забезпечує роботу одноплатного комп'ютера OrangePi Zero, що живиться постійною напругою 5В. Важливим нюансом є те, що заземлення у цих двох джерел об'єднується для узгодження логічних рівнів ліній даних.

Драйвер (багатоканальний PWM-контроллер) реалізовано на мікросхемі PCA9685. Він отримує команди від одноплатного комп'ютера, що опитує сервер Telegram на наявність нових команд, та перетворює їх на PWM сигнал зі

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

сталою шпаруватістю та змінним заповненням, що дозволяє керувати кольором та яскравістю стрічки без вбудованого контролера. Також на платі драйвера передбачена лінія, що з'єднує одноплатний комп'ютер та адресовану стрічку між собою. Дане рішення було прийняте з погляду на зручність підключення, оскільки живлення стрічок відбувається з іншого джерела. На рис.2 показано блок-схему, що описує роботу пристрою.

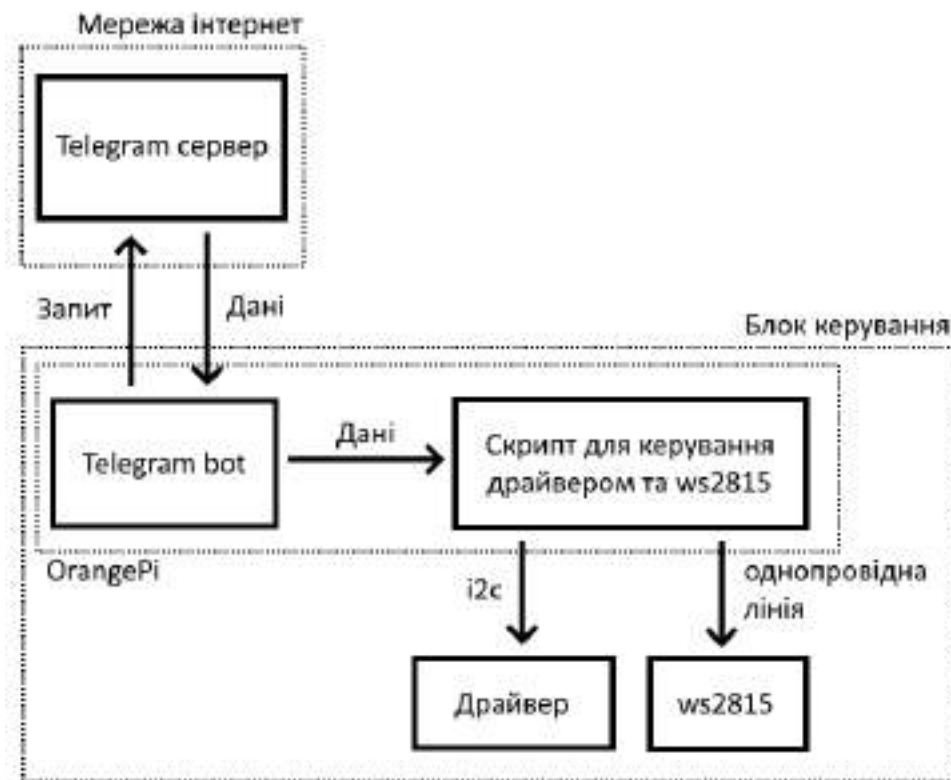


Рис. 2 – Схема взаємодії компонентів пристрою

Використання OrangePi Zero обумовлено наявністю багатоядерного процесора та операційною системою Linux, що дає змогу зручно та швидко змінювати код програми, виконувати декілька процесів одночасно та паралельно, а також надає зручні способи підключення до мережі інтернет за допомогою Ethernet та Wi-Fi.

Література

1. Могильний С. Б. Мікрокомп'ютер Raspberry Pi – інструмент дослідника / С. Б. Могильний. – К. : Талком, 2014. – 340 с. – ISBN 978-617-7133-48-2
2. Dr. Simon Monk. Programming the Raspberry Pi: Getting Started with Python, Second Edition (McGraw-Hill Education: New York, Chicago, San Francisco, Athens, London, Madrid, Mexico City, Milan, New Delhi, Singapore, Sydney, Toronto, 2016).
3. Ramsey Hamilton. Python Programming: A Beginner's Guide to Learn Python in 7 Days. CreateSpace Independent Publishing Platform, North Charleston, SC, USA, 2016.
4. WS2815 12v addressable led chip specification
5. <https://core.telegram.org/bots/api>
6. <http://www.orangepi.org/orangepizero/>
7. PCA9685 16-channel, 12-bit PWM Fm+ I2C-bus LED controller Product datasheet
8. <https://www.python.org/doc/>

ХВИЛЕВІДНИЙ ПОЛЯРИЗАЦІЙНИЙ ПРИСТРІЙ ІЗ ДВОМА ШТИРЯМИ КУ-ДІАПАЗОНУ

Волинець О. В.

(Науковий керівник Булашенко А. В., старший викладач)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», Радіотехнічний факультет

Хвилеводні поляризаційні пристрої є складовою частиною поляризаційних антенних систем, що використовуються у сучасних телекомунікаційних системах передачі інформації. Хвилеводні поляризаційні пристрої на штирях частіше використовують у вузькосмугових системах [1]. Поляризаційні пристрої на основі хвилеводу із діафрагмами використовують, коли необхідно отримати більш ширшу смугу пропускання [2, 3]. Крім того, існують регульовані поляризаційні пристрої на основі хвилеводів, що поєднують штирі та діафрагми [4], але вони більш складніші при виробництві. Існують різні матричні методи розрахунку таких пристроїв [5, 6]. Для розробки пристроїв перетворення поляризації використовують програми HFSS та CST MS [7]. У літературі мало уваги приділено розробці поляризаційних пристроїв з невеликою смугою частот, що забезпечує невелика кількість реактивних елементів всередині хвилеводу. Отже, на сьогодні актуальною є задача розробки таких пристроїв.

У програмі CST MS згідно методу FDTD був розроблений та оптимізований пристрій із двома штирями (рис. 1). Металеві циліндричні штирі були розміщені всередині квадратного хвилеводу та мають однакові розміри. Розміри пристрою подані у таблиці 1.

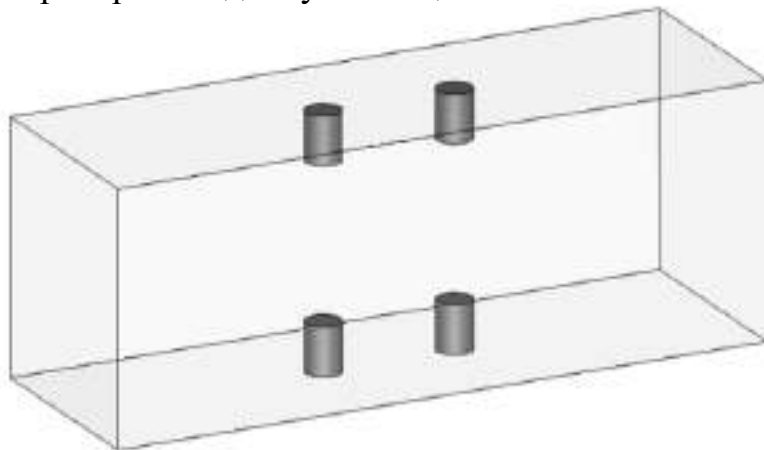


Рис. 1

Таблиця 1. Розміри поляризаційного пристрою Ку-діапазону

Розмір поперечного перерізу хвилеводу	Відстань між штирями	Радіус штиря	Висота штирів
21.0×21.0 мм	16,00 мм	1,40 мм	2,80 мм

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

У робочому Ku-діапазоні частот були отримані базові характеристики поляризаційного пристрою. На рис. 2 наведені фазова та узгоджувальні характеристики розробленого поляризатора у діапазоні частот 10.7-12,8 ГГц. Рис. 2 а ілюструє, що пристрій забезпечує фазову характеристику $90 \pm 13.0^\circ$. Максимальне відхилення фазової характеристики від 90° є 13.0° на частотах 10.7 ГГц та 12.8 ГГц. Фазова характеристика дорівнює рівно 90° на частоті 11.75 ГГц (середня частота робочого діапазону).

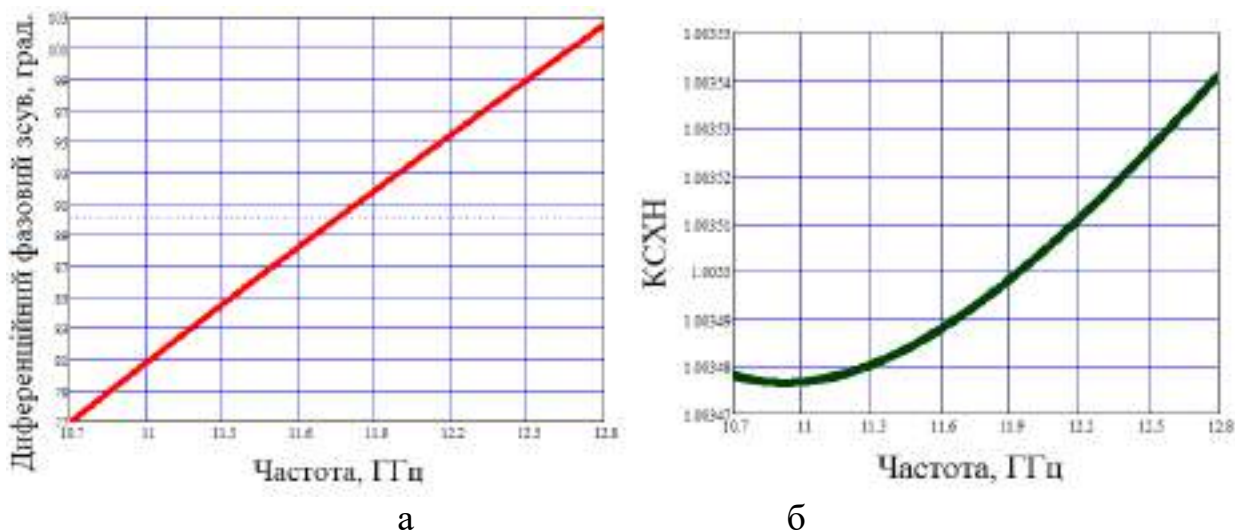


Рис. 2. Фазова та узгоджувальні характеристики

Рис. 2. б містить частотну залежність коефіцієнта стоячої хвилі за напругою спроектованого пристрою. Найбільше значення коефіцієнту відбиття є 1.00354. Це свідчить про відмінне узгодження.

На рис. 3 наведені поляризаційні характеристики розробленого пристрою у робочому діапазоні частот 10.7-12.8 ГГц.

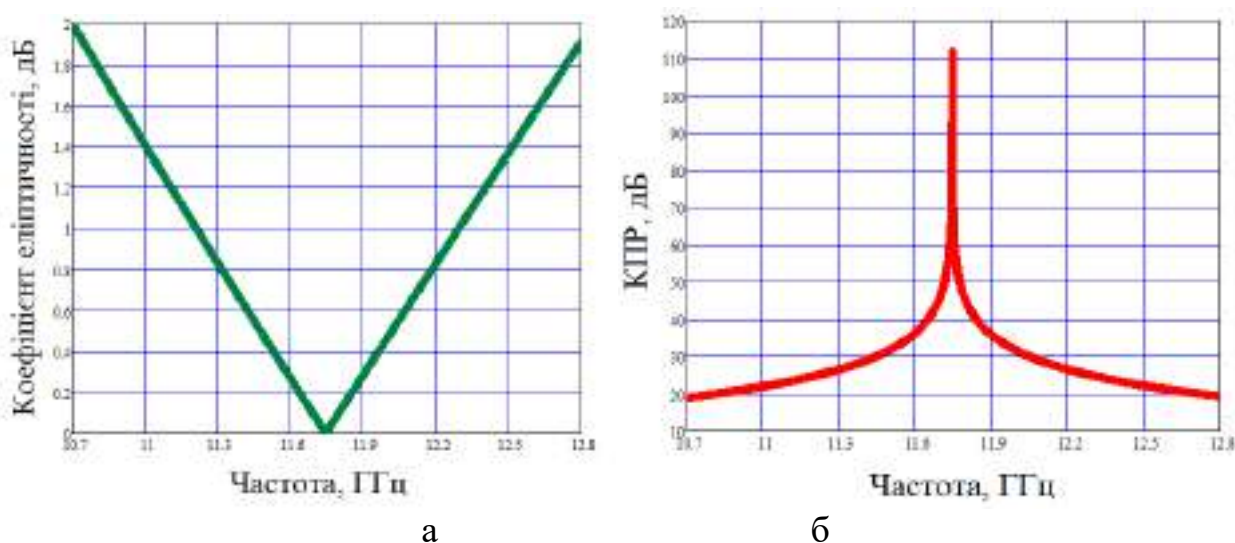


Рис. 3. Поляризаційні характеристики

Рис. 3. а містить частотну залежність коефіцієнта еліптичності спроектованого поляризатора у діапазоні частот 10.7-12.8 ГГц. Максимальне значення коефіцієнта еліптичності є 2 дБ. Рис. 3. б містить частотну залежність кросполяризаційної розв'язки спроектованого поляризатора. Мінімальне значення КПР є 20 дБ.

Таким чином, було розроблено модель хвилеводного поляризаційного пристрою із двома штирями у Ku-діапазоні. Він підтримує фазовий зсув $90 \pm 13.0^\circ$ у робочому діапазоні частот. Максимальне значення коефіцієнта еліптичності є 2 дБ, а мінімальне значення КПР становить 20 дБ.

Література

1. Subbarao B. Differential phase polarizer used for RCS control / B. Subbarao, V.F. Fusco // Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 20-25 June 2004, Monterey, USA, doi: 10.1109/APS.2004.1330291.
2. Park B. M. Sensitivity analysis of square waveguide iris polarizers / B. M. Park, P. Ramunujam, F. Boldissar, C. Shin // Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and URSI National Radio Science Meeting, 1994, doi: 10.1109/APS.1994.407908.
3. Virone G. Optimum-iris-set concept for waveguide polarizers / G. Virone, R. Tascone, O. A. Peverini and R. Orta // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2007. – Vol 17, no. 3. – pp. 202-204, doi: 10.1109/LMWC.2006.890474.
4. Bulashenko A.V. Tunable square waveguide polarizer with irises and posts / A.V. Bulashenko, S.I. Piltyay, Y.I. Kalinichenko // Technical Engineering. – 2020. – Vol. 86, no 2. – pp. 108–116, doi: 10.26642/ten-2020-2(86)-108-116.
5. Simmons A. J. A compact broad-band microwave quarter-wave plate / A.J. Simmons // Proceedings of the IRE IEEE – 1952. – Vol 40, no. 9. – pp. 1089-1090, doi: 10.1109/JRPROC.1952.273879.
6. Dubrovka F.F. Synthesis of microwave phase shifters based on reactive elements in waveguide / F.F. Dubrovka, O.M. Kuprii // Radioelectronics and Communications Systems. – 1982. – Vol 25, no. 8. – pp. 32.
7. Chittora A. A compact circular waveguide polarizer with higher order mode excitation / A. Chittora, S.V. Yadav // IEEE Int. Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies, Bangalore, India, July 2020, doi: 10.1109/CONECCT50063.2020.9198499.

ОПТОЕЛЕКТРОННИЙ МЕТОД ДЕТЕКТУВАННЯ ПРОЛЬОТУ КУЛІ ДЛЯ ВИКОРИСТАННЯ В ПРИСТРОЯХ ВИМІРЮВАННЯ ФІЗИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ЗБРОЇ

Волинко Н. А.

(Науковий керівник Антонюк О. І., старший викладач)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний
інститут імені Ігоря Сікорського», Факультет електроніки

В сучасному світі нам доводиться дуже часто стикатись з військовою підготовкою людей. Одним з основних етапів підготовки є вправи зі зброєю. Спочатку найчастіше використовують для тренувань страйкбольну або пневматичну зброю. А вже потім переходять безпосередньо до вогнепальної зброї. Щоб бути впевненим у правильності налаштувань і коректності роботи зброї, є етап перевірки різних фізичних параметрів зброї. Для цього використовують прилади, які детектують пролітання кулі на певній фіксованій відстані та визначають її швидкість, енергію і т.д.

Перш за все для створення такого пристрою необхідно визначитись з методом детектування прольоту кулі. Найкращим для цього методом є принцип датчику руху, в якому використовується фототранзистор та інфрачервоний світлодіод. Розглянемо схему роботи даного методу (рис.1).

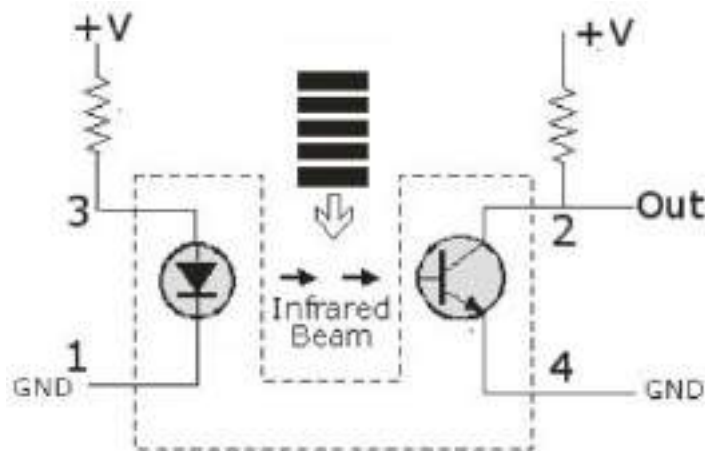


Рис. 1 – Візуальна схема роботи датчика прольоту кулі

Даний метод і буде застосовано при створенні датчика прольоту кулі. Для того, що цей датчик можливо було налаштувати перед використанням, то необхідно встановити перед фототранзистором змінний резистор (на рис.1 зображено постійний) і з виводу який приходить на ніжку фототранзистора буде зніматися сигнал. Перед використанням цього датчика, опір змінного резистора потрібно виставити так, щоб на сигнальному виході у нас була напруга логічного «0». Тобто фототранзистор і змінний резистор будуть працювати як подільник напруги. Коли куля буде пролітати, то вона перекриє інфрачервоний промінь, і опір фототранзистора різко зросте. На сигнальному

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

виводі з'явиться напруга логічної «1».

Таких датчиків повинно бути два, адже необхідно відслідкувати моменти прольоту кулі певної постійної відстані. Щоб фототранзистори були на максимальній чутливості і не ловили навколишнє освітлення, прийнято рішення помістити їх в закритий корпус.

Визначившись зі структурною схемою детектування прольоту кулі, можемо створити схему електричну принципову (рис.2). Блок датчика прольоту кулі складається з двох частин. До першої частини належать інфрачервоні світлодіоди (HL1 і HL2), які слугують для створення променя світла, який повинен передаватися до фототранзисторів. Також до цього блоку належить струмообмежувальний резистор. Друга частина складається з двох фототранзисторів (VT1 і VT2) та змінних резисторів (R11, R12), які разом створюють два подільника напруги з можливістю налаштування вихідного рівня сигналу при повному засвіченні фототранзистора. Таким чином ми регулюємо чутливість нашого датчика.

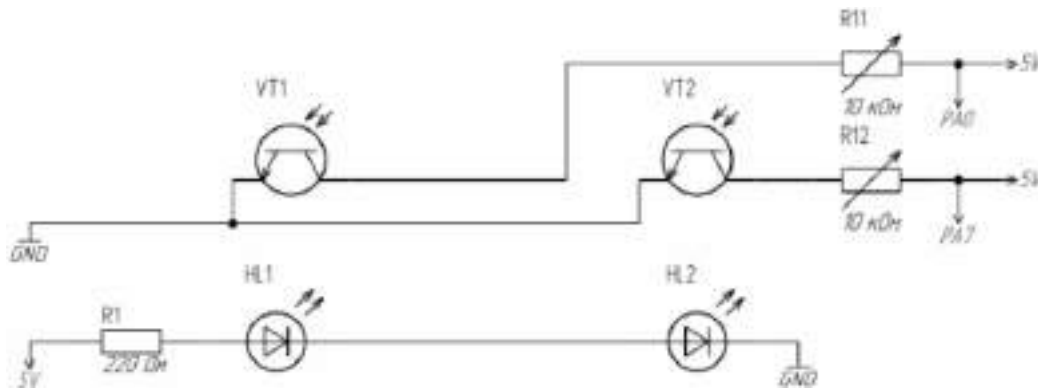


Рис. 2 – Схема датчика прольоту кулі

Отже, такий оптоелектронний метод детектування прольоту кулі можна застосовувати для вимірювання швидкості польоту кулі, адже ми маємо на виході блоку детектування інформацію про моменти часу прольоту кулі крізь датчики, а тому для визначення швидкості залишається обчислювальному блоку інформації тільки засікти час прольоту кулі між цими датчиками та виконати математичні обрахунки для знаходження швидкості. А знаючи масу кулі, можна з легкістю знайти кінетичну енергію кулі. Також використовуючи відліки часу і один з датчиків блоку детектування, можна визначити швидкострільність зброї, з якою проводяться вимірювання.

Література

1. Самохвалов М. К., Элементы и устройства оптоэлектроники: учебное пособие для студентов обучающихся по направлениям 654300 и 551100 “Проектирование и технология электронных средств”. — Ульяновск: УлГТУ, 2003. — 125 с.
2. Хронограф – пристрій вимірювання швидкості польоту кулі. URL: <https://radiokot.ru/circuit/digital/measure/53/> (дата звернення: 12.05.2021).
3. Початкова швидкість польоту кулі. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Начальная_скорость_пули (дата звернення: 12.05.2021).

МІКРОСМУЖКОВІ ФУНКЦІОНАЛЬНІ НВЧ ПРИСТРОЇ З КІЛЬЦЕВИМИ РЕЗОНАТОРАМИ БІГУЧОЇ ХВИЛІ

К.т.н. Глушеченко Е.М.

ПрАТ «НВП «Сатурн»

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

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

Згідно з теорією електромагнітних коливань (ЕМК), в техніці надвисоких частот (НВЧ) можливі тільки два режими розповсюдження – стоячої або бігучої хвилі. НВЧ пристрої з режимом бігучої хвилі у хвиле водному виконанні, наприклад напрямлений фільтр з кільцевим резонатором [1], відомі давно. Проте пристрої з таким режимом розповсюдження ЕМК, реалізовані з допомогою інтегральних мікросмушкових ліній передачі (МСЛ), у фахових виданнях практично відсутні. Саме можливості створення НВЧ пристроїв з режимом бігучої хвилі на МСЛ присвячене наступне дослідження.

Направлений фільтр бігучої хвилі (НФБХ) [1] структурно складається з двох чвертьхвильових напрямлених відгалужувачів із перехідними втратами 3 дБ, вторинні канали яких з допомогою чвертьхвильових відрізків лінії передачі об'єднані у замкнений кільцевий резонатор. З його структурної схеми, яка наведена на рис. 1, очевидно, що електрична довжина кільцевого резонатора дорівнює довжині хвилі на робочій частоті.

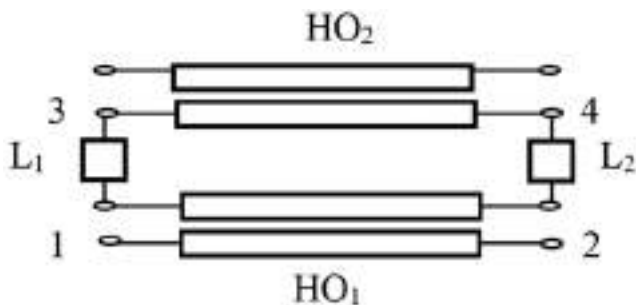


Рис. 1 – Структурна схема НФБХ

Зображені на рис. 1 NO_1 і NO_2 – це напрямлені відгалужувачі з електричною довжиною $\lambda/4$, а L_1 і L_2 – відрізки лінії передачі довжиною $\lambda/4$, де λ – довжина хвилі ЕМК на робочій частоті. Вочевидь виходить, що загальна довжина елементів кільцевого резонатора дорівнює λ , а сам резонатор є одно частотним.

Але на МСЛ неможливо реалізувати 3дБ-відгалуджувачі на двох паралельних зв'язаних лініях. Тому в якості необхідного для реалізації НФБХ відгалужувача було запропоновано використати модифікований відгалужувач типу «тандем» [2]. В результаті структурна схема мікросмушкового НФБХ, два варіанти якої зображено на рис. 2, вже достатньо суттєво відрізняється від розглянутої вище структурної схеми класичного НФБХ (рис. 1).

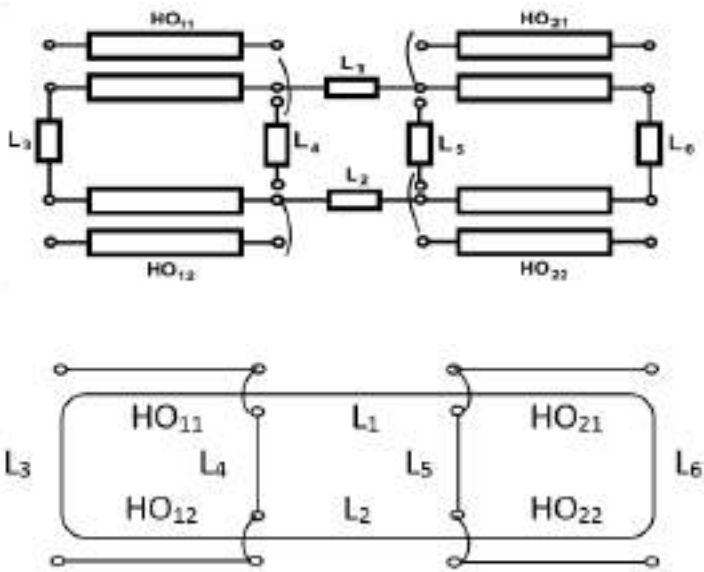
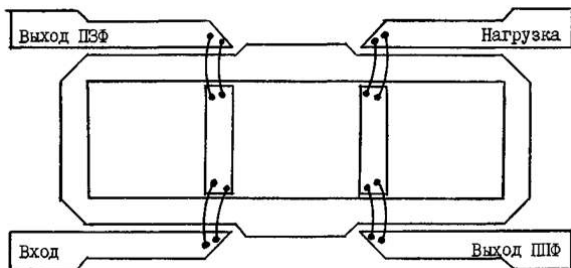
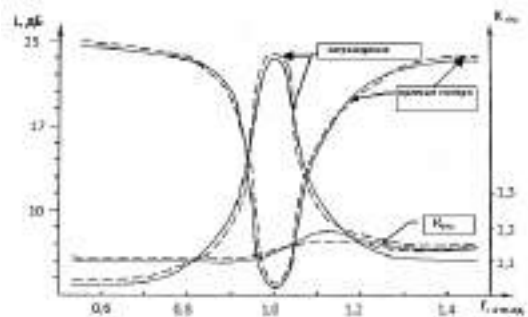


Рис. 2 – Два варіанти структурної схеми мікросмушкового напрямленого фільтра

(рис. 2) практично реалізовано мікросмушковий НФБХ, базова топологія якого наведена на рис. 3.а. Більше того, виявилось, що амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) такого фільтра (штрихові лінії на рис. 3.б) майже ідентичні параметрам класичного НФБХ (суцільні лінії на рис. 3.б).



а)



б)

Рис. 3 – Практична реалізація мікросмушкового напрямленого фільтра: а) – базова топологія НФБХ на МСЛ; б) – його АЧХ

При хорошому узгодженні ($K_{СХН} \leq 1,2$), що обумовлене режимом бігучої хвилі, на резонансній частоті, як і у класичного НФБХ, вхідний сигнал створеного мікросмушкового фільтра, розподіляється між смугопропускаючим та смугозагороджувальним каналами. Тому, як і у випадку з класичним НФБХ, мікросмушковий НФБХ був у якості базового елемента використаний при створенні нових функціональних пристроїв.

Наприклад, як пасивний подвоювач/поділювач частоти (рис. 4) [4].

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

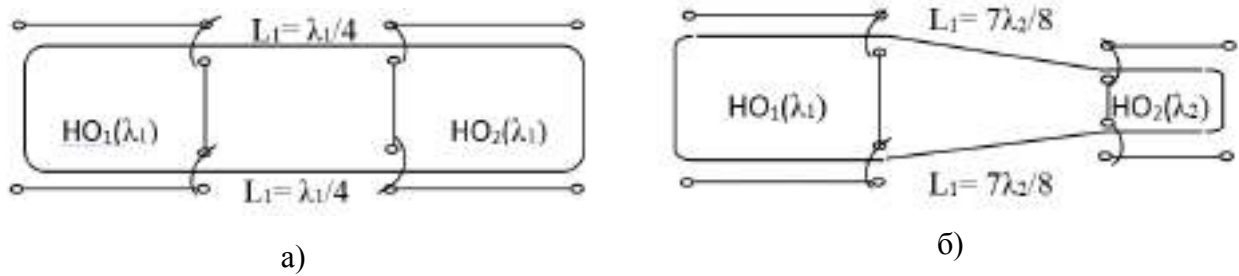


Рис. 4 – Структурна схема перетворення базового МНФБХ (а) у подвоювач частоти (б)

Хороше узгодження такого подвоювача з МСЛ забезпечене за рахунок взаємодії електромагнітних коливань кільцевого резонатора бігучої хвилі з вхідним і вихідним вузлами пристрою. При незмінній довжині кільцевого резонатора $2\lambda_1 = 8\lambda_1/4 = 16\lambda_2/4$ (де $f_2 = 2 f_1$ тобто $\lambda_2 = \lambda_1/2$) маємо, що електрична довжина вихідного вузла (з напрямленими відгалужувачами) дорівнює $3\lambda_2/4$, а вхідного відповідно - $3\lambda_1/4$.

Але виявилось, що на основі кільцевих резонаторів з режимом бігучої хвилі можуть бути створені не тільки пасивні, а також і активні (електрично керовані) пристрої НВЧ. Наприклад, фільтр-підсилювач [5], структурна схема якого зображена на рис. 5.

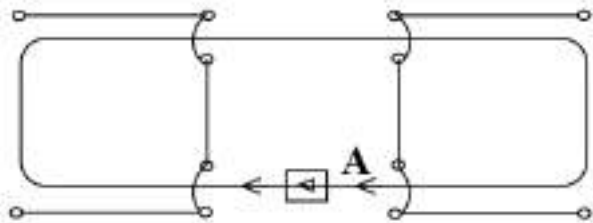


Рис. 5 – Структурна схема активного мікросмужкового НФБХ, де А – активний елемент

Відомо) [3], що кільцевий резонатор не вносить неузгодженості у НВЧ тракт. Тому у цей резонатор можна включити активний елемент (транзистор або мікросхему) для резонансного підсилення вхідного сигналу (якщо напрямок підсилення та розповсюдження сигналу співпадають).

На підставі викладеного зрозуміло, що мета дослідження повністю досягнута. Більше того, була обґрунтована та на прикладах продемонстрована можливість створення і нових мікросмужкових функціональних НВЧ пристроїв з кільцевими резонаторами бігучої хвилі. Ці приклади дозволяють і надалі розширювати перелік пристроїв цього класу.

Література

1. Harvey F. Microwave engineering. – Academic Press. – London-New York. – 1963.
2. Shelton J.P., Wolf J., Van Wagoner R. Tandem couplers and phase shifters. - Microwaves, 1965, p. 14-19 (april).
3. Микрополосковый направленный фильтр бегущей волны: А.с. СССР № 1406668, МКИ⁴ H01 P 1/203 /Глушеченко Э.Н.- БИ № 24,- 1988.
- 4 Патент на корисну модель кл. UA132408 , Україна, МПК Н 03 В 19/05, Мікросмужковий помножувач НВЧ з резонатором бігучої хвилі./ Глушеченко Е.М., Опубл. 25.02.2019, Бюл.№ 4, 2019
5. . Патент на корисну модель, UA 40850 U, Україна, МПК, Н 01 P 1/20 Мікросмужковий напрямлений фільтр бігучої хвилі./ / Глушеченко Е.М., Опубл. 27.04.2009, Бюл.№8, 2009

АДАПТИВНА ЦИФРОВА СИСТЕМА СЕЛЕКЦІЇ РУХОМИХ ЦІЛЕЙ

Гнатюк Д.О., аспірант радіотехнічного факультету

Чмельов В.О., к.т.н, доцент

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Радіотехнічний факультет

На сьогоднішній день відбувається поширенням безпілотних літальних апаратів (БПЛА). Завдяки своїм властивостям БПЛА, а саме: мала швидкість руху, можливість «завистити» на місці, радіолокаційне їх виявлення на фоні місцевих предметів та інших пасивних перешкод (ПП) є дуже складною і актуальною задачею.

Існуючі системи селекції рухомих цілей (СРЦ), які побудовані на основі через-періодних компенсаторів ПП, і мають статичну характеристику режекції ПП, не можуть забезпечити ефективну боротьбу з ПП та виявляти рухомі цілі, швидкість яких може змінюватися у широких межах, та набувати мінімальних значень. Рішенням цієї задачі можуть стати адаптивні цифрові системи СРЦ (рис.1), параметри яких можуть підлаштовуватися до характеристик ПП і враховувати апріорну інформацію про мінімальні швидкості БПЛА [1].

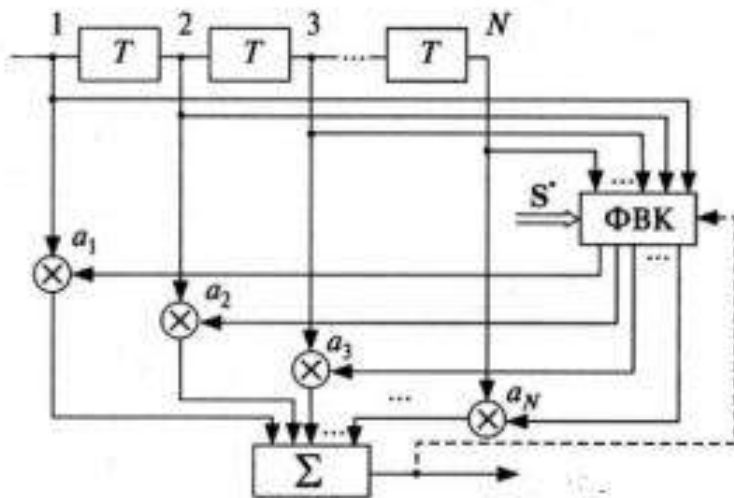


Рис. 1 - Адаптивна цифрова система СРЦ

Визначення оптимальних вагових коефіцієнтів цифрового фільтру (ЦФ) адаптивної системи СРЦ є рішенням рівняння Вінера-Хопфа

$$W_{\text{опт}} = R^{-1}S^* \quad (1.1)$$

де, $S = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T$ – вектор вибірових значень прийнятого сигналу, R^{-1} – зворотна кореляційна матриця ПП, N – порядок цифрового

фільтру системи СРЦ, $W_{\text{опт}} = [w_1, w_2, \dots, w_{N-1}]$ – вектор вагових коефіцієнтів, $*$ – операція комплексного спряження.

На рисунку 1 видно, що блок формування вагових коефіцієнтів (ФВК) на основі отриманих сигналів, які затримуються на період повторення T , визначає R – кореляційну матрицю ПП, та розраховує оптимальні значення коефіцієнтів w_i за формулою (1.1). Зазначені підхід вимагають великих витрат на обчислення.

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

Замкнений контур адаптації, який показаний на рисунку 1 штриховою лінією, дозволяє впровадити для визначення оптимальних коефіцієнтів ЦФ системи СРЦ рекурентні алгоритми. Таким чином, це дозволяє уникнути операції безпосереднього обертання кореляційної матриці завад, шляхом заміни її на відповідну рекурсію. Рекурсивною реалізацією процедури визначення оптимальних коефіцієнтів пропонується застосувати алгоритм RLS [2]. Структурна схема адаптивної системи СРЦ на базі алгоритма RLS має наступний вигляд *рис. 2*.

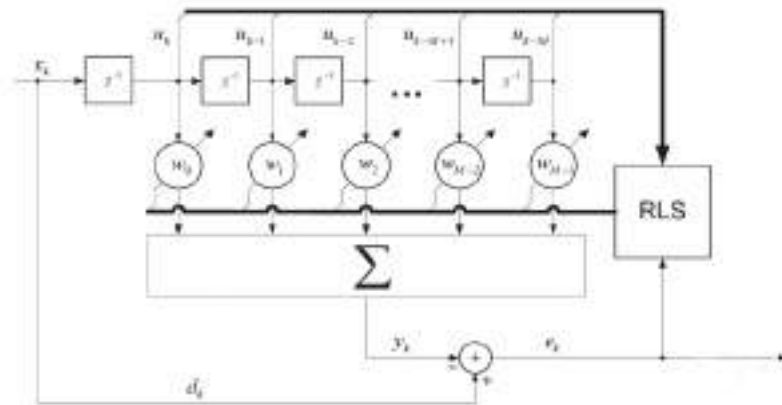


Рис. 2 – Структурна схема адаптивної системи СРЦ на базі алгоритма RLS

Моделювання запропонованої системи проведено в середовищі MATLAB, під час якого проводилась оцінка ефективності придушення ПП, а особлива увага приділялась швидкості адаптації системи. На *рис. 3* представлені

результати оцінки збіжності адаптивного алгоритму за величиною помилки RLS.

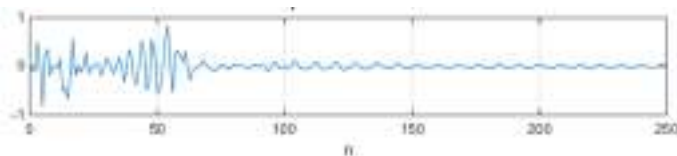


Рис. 3 - Оцінки збіжності адаптивного алгоритму

Основними перевагами запропонованої адаптивної системи СРЦ є

- Зменшення обчислювальної складності.
- Відсутність потреби у апріорній інформації про кореляційну матрицю перешкод.
- Достатньо висока швидкість адаптації до змін параметрів ПП та параметрів рухомих цілей.

Запропонований підхід до синтезу адаптивних систем СРЦ із алгоритм на базі RLS дозволяє покращити технічні характеристик та підвищити ефективність радіолокаційних систем при виявленні цілей з малою швидкістю в умовах дії ПП зі змінними параметрами.

Література:

1. Введение в стохастическую радиолокацию/ Ю.Н. Горбунов, Б.С. Лобанов, Г.В. Куликов; М.: Горячая линия-Телеком, 2015. -376с.:ил.
2. Джиган В.И. Адаптивные фильтры. Современные средства моделирования и примеры реализации. – Электроника: НТБ, 2012, №7, с.106–125

БЛОК КОДУВАННЯ СИСТЕМИ ЛАЗЕРНОГО СКАНУВАННЯ ФОРМЕНИХ ЕЛЕМЕНТІВ КРОВІ

Головня В.М.

(Науковий керівник Зінковський Ю.Ф., д.т.н., професор)

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського" Радіотехнічний факультет

Оскільки рівень інтенсивності, як правило, є опосередкованою величиною, тобто насправді система аналізує перепад рівнів напруг на виході фотодетектора, то актуальним стає забезпечення, необхідного для роботи системи, співвідношення сигнал/шум.

Згідно досліджень, стосовно прийнятих рівнів напруг з виходу фотодетектора, при скануванні променем лазера суспензії з відповідною концентрацією еритроцитів, маємо, що дане співвідношення не є адекватним для нормального функціонування системи, а тому необхідно штучно забезпечити мінімізацію впливу шуму на інформативний сигнал та якісне транспортування сигналу до обчислювального блоку з подальшим виконанням типових процедур інформаційної обробки корисного сигналу.

На рис. 3.1 представлена функціональна схема блоку кодування сигналу на виході фотоприймача.

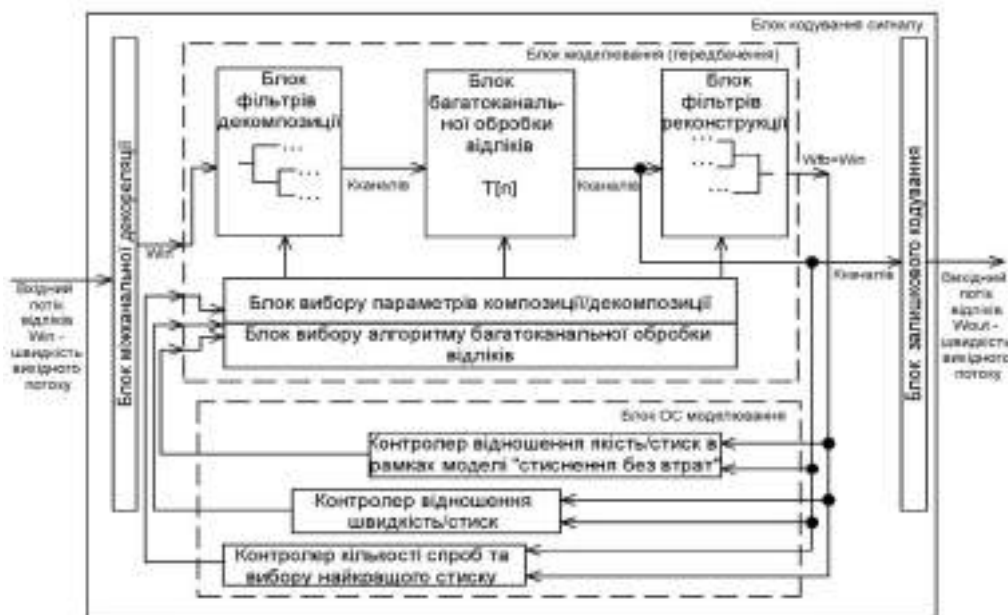


Рис. 1 – Функціональна схема блоку кодування інформаційного сигналу зміни інтенсивності лазерного променя під час сканування формених елементів крові

Блок міжканальної декореляції призначений для зменшення об'єму вхідного потоку відліків сигналу. Якщо різниця між лівим L_n і правим R_n каналами незначна або постійна, то перетворені значення відліків вхідного сигналу будуть відповідно прямувати до нуля, або до одного значення.

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

Для нашого методу вимірювань обираємо систему кодування сигналів, яка базується на дискретному вейвлет-перетворенні.

Ядром системи кодування сигналів на дискретному вейвлет – перетворенні (ДВП) є блок моделювання та блок зворотного зв'язку моделювання. Блок моделювання призначений для перетворення інформаційних відліків, які поступають із блоку міжканальної декореляції у вектор наборів відліків для кожного каналу. Для моделювання використовуються набори вейвлет-фільтрів, підстроювальних до вхідного сигналу, що дозволяє отримати на виході блоку моделювання вектор відліків сигналу більш компактним, ніж на вході.

Блок моделювання складається із блоків:

- блок фільтрів декомпозиції;
- блок багатоканальної обробки відліків;
- блок фільтрів реконструкції;
- блок вибору параметру композиції/реконструкції;
- блок вибору алгоритму багатоканальної обробки.

Результати проведеного моделювання системи (рис.1.) і блоку обробки відліків, що базуються на м'якій граничній функції (трешолдінгу), приведені на рис. 2.

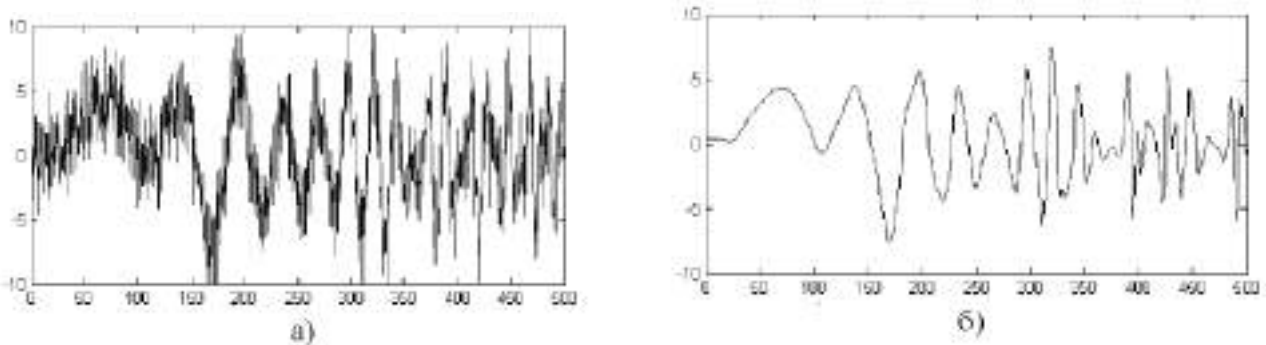


Рис. 2 – Вхідний (а) і відновлений (б) (вихідний) сигнали на етапі моделювання.

Отже мінімізація впливу шуму на інформативний сигнал може бути виконана при умові відповідного кодування отриманого на виході фотодетектора сигналу. Що дає наступні можливості: 1. відпадає необхідність використання активних фільтрів на виході фотодетектора; 2. забезпечується збереження інформаційних складових під час транспортування сигналу; 3. надається можливість апроксимації інформаційного сигналу таким чином, що в процесі розкодування досягається необхідний рівень мінімізації завади.

Література

1. Перелигін Б. В. Спектрально-часовий аналіз даних моніторингу / Б.В. Перелигін, Т.Б. Ткач, С.А. Гор'єв ; навч.посібн. // МОН України, Одеський державний екологічний університет. - Одеса : ТЕС, 2018. – 121 с.

2. Жуйков В. Я. Дискретные спектральные преобразования на конечных интервалах / В.Я. Жуйков, Т.А. Терещенко, Ю.С. Петергеря / учебн. пособ.; Мин-во образования и науки Украины, НТУУ "КПИ". - Киев : НТУУ КПИ, 2010. - 244 с.

**ФОРМУВАННЯ ШКАЛИ КИЇВСЬКОГО ЧАСУ
НА ВТОРИННОМУ ЕТАЛОНІ
ОДИНИЦЬ ЧАСУ І ЧАСТОТИ ДП «УКРМЕТРТЕСТСТАНДАРТ»**

*Головня М.В., пров. наук. співробітник,
Пшегалінський Р.В.
ДП «УКРМЕТРТЕСТСТАНДАРТ»*

Розроблено і виготовлено синхрометр – епоховий лічильник для формування шкали київського часу UTC (UC) на вторинному еталоні одиниць часу і частоти (ВЕЧЧ) ДП «УКРМЕТРТЕСТСТАНДАРТ» ВЕТУ 07-01-03-10 з можливістю коригування шкали в ручному і через порт USB кроком 10^{-9} с і з видачею сигналів в кодах NMEA для серверів часу, що працюють за мережевими протоколами NTP і IEEE1588 вер.2.

Відповідно до Закону України “Про метрологію та метрологічну діяльність” (1) та положення про Службу єдиного часу і еталонних частот (2), ДП «УКРМЕТРТЕСТСТАНДАРТ» «...здійснює зберігання шкали координованого часу UTC(UC) вторинного еталона одиниць часу і частоти, синхронізованої з національною шкалою часу UTC(UA), формування та передавання каналами зв'язку еталонних сигналів науково-технічним комплексам і засобам вимірювальної техніки споживачів». Для забезпечення виконання завдань був розроблений і виготовлений синхрометр – епоховий лічильник ВГК-001 і встановлені сервери часу, що працюють за мережевими протоколами NTP і IEEE1588 вер.2, або PTP (англ. Precision Time Protocol — «протокол точного часу») (3). До складу ВЕЧЧ входять цезієвий репер частоти 5071A і водневі стандарти (ВС) частоти і часу – міра Ч1-80 і два VCN1005. Основними шкалами часу ВЕЧЧ є шкала атомного часу ТА(UC) та шкала координованого часу UTC(UC).

Шкала атомного часу ТА(UC) – це аналітична шкала з умовним початком відліку, яка ніколи не коригується.

Шкала UTC(UC) розраховується на основі групової міри ВЕЧЧ. Розмір секунди шкали UTC(UC) дорівнює розміру одиниці часу, яка зберігається ВЕЧЧ. За необхідності шкала часу може коригуватися.

Для надання послуг із надання споживачам еталонних сигналів часу на ВЕЧЧ на основі частоти ведучого ВС лічильником ВГК-001 сформована робоча шкала UTC(UC)_{роб}, що фізично реалізує шкалу UTC(UA). Структурна схема формування шкали епоховим лічильником ВГК-001 на рисунку 1.

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

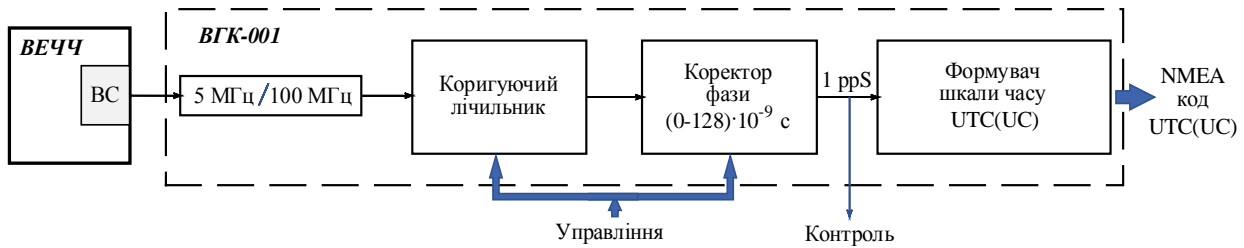


Рис.1 – Структурна схема формування шкали епоховим лічильником ВГК-001

З ведучого ВС синусоїдальний сигнал частотою 5 МГц поступає на помножувач частоти, де виділяється 20 гармоніка. Далі сигнал 100 МГц ділиться декадними лічильниками ПЛІС до 1 Гц (1 ppS) з можливістю коригування початку вихідного сигналу кроком від 10 нс до 100 мс. Коректор фази у свою чергу забезпечує зміщення від 0 до 128 нс кроком 1 нс, або 0, 25 нс. Шкала часу формується мікроконтролером у форматі СЕК-ХВ-ГОД-ДЕНЬТИЖНЯ-ДАТА (ДЕНЬ-МІСЯЦЬ-РІК) і виводиться на дисплей з подальшим перетворенням в повідомлення RMC коду NMEA 0183 (4). Код NMEA і 1 ppS поступають на сервери часу.

Поточний контроль сформованої шкали ВГК-001 проводиться вимірюванням різниці фаз між 1 ppS і 1 ppS атомних шкал ВС і 1 ppS двочастотного приймача супутникових навігаційних сигналів в автоматичному режимі системою внутрішніх і зовнішніх звірень цілодобово з інтервалом 300 с. За результатами вимірювань відповідно до методики калібрування просторово рознесених еталонів часу і частоти на Державному первинному еталоні одиниць часу і частоти (ДПЕЧЧ) підтверджуються метрологічні характеристики ВЕЧЧ з наданням сертифікату калібрування.

Завдяки високостабільним водневим стандартам частоти і часу різниця між шкалами часу, що формуються ВЕЧЧ і ДПЕЧЧ, не перевищує $1 \cdot 10^{-6}$ с на інтервалі 1 рік.

Література.

1. Закон України «Про метрологію та метрологічну діяльність».
2. Положення про Службу єдиного часу і еталонних частот. Постанова Кабінету Міністрів України від 2.09.2015 № 664.
3. Мухаровский М.Я., Головня М.В., Нижник А.Д., Никитенко О.В., Янко П.О. Передача времени каналами электросвязи с использованием протокола прецизионного времени (PTP) IEEE 1588, v.2/ Системы обработки информации, - 2011, - выпуск 6 (96).
4. NMEA Reference Manual [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.sparkfun.com/datasheets/GPS/NMEA%20Reference%20Manual-Rev2.1-Dec07>.

ЛАЗЕРНІ АНАЛІЗАТОРИ ПАРАМЕТРІВ КРОВІ ЛЮДИНИ

Дідковський Т.М., бакалавр

(Науковий керівник Богомолов М.Ф., к.т.н., доцент)

*Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
факультет біомедичної інженерії, кафедра біомедичної інженерії*

Однією з актуальних проблем сьогодення є своєчасне лікування коронавірусної хвороби, а також різноманітних ускладнень, викликаних цим вірусом. Серед таких ускладнень слід виокремити гемореологічні порушення, зокрема порушення мікроциркуляції крові в організмі. Велике значення для забезпечення мікроциркуляції мають реологічні властивості крові, що забезпечуються головним чином еритроцитами, і зокрема — їх деформованістю. Критичні зміни деформованості еритроцитів ускладнюють їх проходження через капілярне русло, що може викликати пригнічення кисневотранспортної функції крові і перфузії тканин[1]. Саме тому існує потреба у швидкій та якісній лабораторній діагностиці деформованості еритроцитів людини. В даній роботі представлений лазерний аналізатор деформованості еритроцитів.

Деформованість еритроцитів (червоних кров'яних тілець) - важливий параметр, часто використовуваний для гемореологічної оцінки в експериментальних і клінічних дослідженнях. Для кількісної оцінки деформованості еритроцитів використовуються різні методи, включаючи методи фільтрації, мікропіпеточну аспірацію і ектацитометрію. Ектацитометрія - це метод, який використовує дифракційні картини, отримані при проходженні лазерного світла через суспензію еритроцитів з низьким гематокритом; геометрія дифракційної картини відображає форму деформованої клітини і зазвичай виражається як безрозмірний індекс подовження (elongation index, EI). Цей метод став найбільш часто використовуваним методом перевірки деформованості еритроцитів, в основному завдяки його точності, чутливості і зручності. В даний час існує декілька комерційно доступних ектацитометрів, що використовують один і той самий принцип лазерної дифракції, але різну геометрію зсуву (наприклад, комірка Куетта, пластина-пластина, мікроканал)[2].

Для оцінки деформованості еритроцита необхідно виміряти деформацію клітини під дією будь-якої відомої зовнішньої сили. В якості такої сили можна використовувати силу в'язкого тертя, що виникає в зсувному потоці рідини. Ця ідея лежить в основі методу лазерної ектацитометрії.

У ротаційному ектацитометрі LORCA (Laser-assisted Optical Rotational Cell Analyzer) (більш детальний опис пристрою див. далі) розбавлену суспензію еритроцитів заливають в зазор між стінками двох прозорих коаксіальних склянок, одна з яких нерухома, а інша може обертатися із заданою кутовою

швидкістю («комірка Куетта»). Обертання рухомої склянки викликає рух рідини і появу в ній зсувних напружень, які орієнтують еритроцити певним чином і витягують їх в напрямку потоку. Суспензію просвічують лазерним пучком і спостерігають картину розсіювання світла на еритроцитах (див. рис. 1): дифракційна картина, створювана деформованими клітинами, знімається камерою CCD і аналізується комп'ютером. При збільшенні швидкості обертання рухомої склянки ця картина витягується в напрямку, перпендикулярному напрямку потоку. Грунтуючись на геометрії еліпсоїдальної дифракційної картини, індекс подовження розраховується як:

$$EI = \frac{(L - W)}{(L + W)},$$

де L і W — довжина і ширина дифракційної картини відповідно. Ступінь витягування дифракційної картини і служить мірою деформації еритроцитів при даному зсувному напруженні[3].

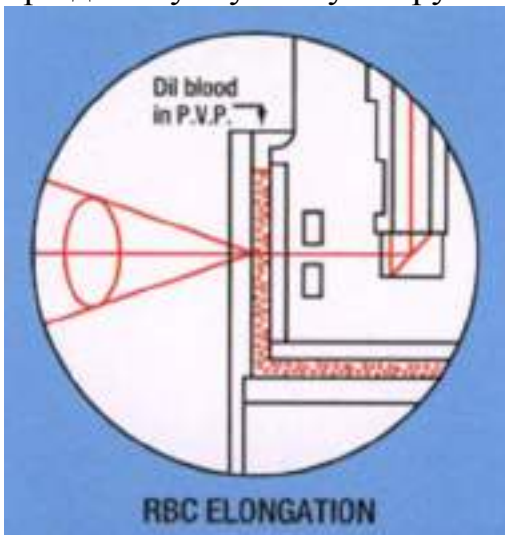


Рис. 1 – Схематичне зображення оптичного принципу вимірювання деформованості еритроцитів[4]

Деталі вимірювальної системи зображені на рис. 2. Обидва концентричних циліндра системи Куетта зроблені зі скла. Внутрішній циліндр («боб») можна переміщати вертикально за допомогою важеля, після чого зовнішній циліндр («стакан») можна зняти для очищення або заміни. Зазор між циліндрами становить 0,3 мм і може бути заповнений приблизно 1,5 мл тестової суспензії вручну або за допомогою насоса, підключеного до промиваючого каналу. Джерелом світла є діодний лазер ($\lambda = 670$ нм, $P = 4$ мВт) інтегрований в «боб», що також містить призму, датчики інтенсивності розсіювання і блок контролю температури (встановлений на 37° С; виміряна температура зразка відображається на

передній панелі приладу)[6]. Відбите світло сприймається фотодіодом[4]. «Стакан» приводиться в рух кроковим двигуном (0-10 об/с, 10^4 кроків за 1 оберт), що керується комп'ютером. Лабораторна установка доповнюється ІВМ-сумісним ПК і принтером[6].

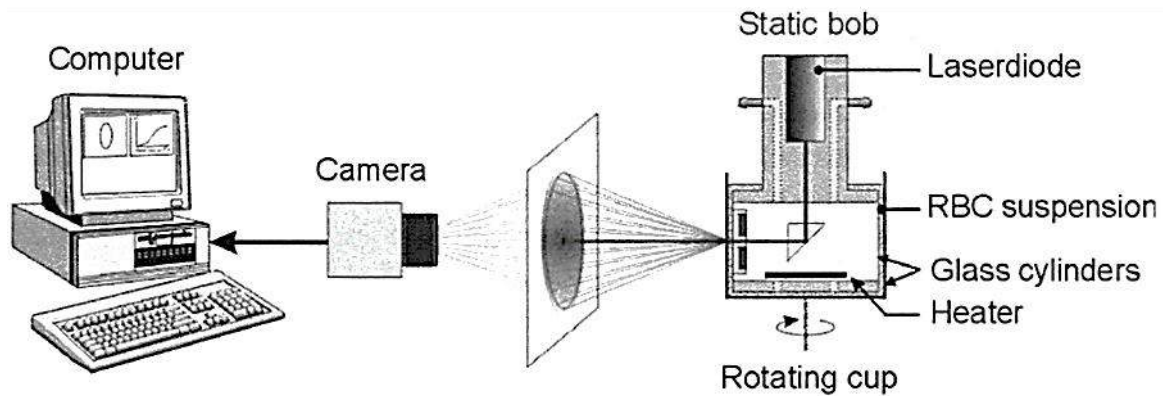


Рис. 2 – Схематичне зображення вимірювальної системи LORCA для визначення деформованості еритроцитів[5]

Розглянутий лазерний аналізатор — це лабораторний пристрій, перевагою якого є точне представлення деформованості червоних кров'яних тілець. Недоліком даного приладу є підвищені експлуатаційні вимоги у зв'язку з його технологічною складністю.

Література

1. НАРУШЕНИЯ РЕОЛОГИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЭРИТРОЦИТОВ У ПАЦИЕНТОВ С COVID-19 [Електронний ресурс] / [Н. Н. Карякин, О. В. Костина, Е. А. Галова та ін.] // CYBERLENINKA. – 2020. – Режим доступу до ресурсу: <https://cyberleninka.ru/article/n/narusheniya-reologicheskikh-svoystv-eritrotsitov-u-patsientov-s-covid-19>.
2. Comparison of three commercially available ektacytometers with different shearing geometries [Електронний ресурс] / [M. Hardeman, P. Ulker, M. Cengiz та ін.] // ResearchGate. – 2009. – Режим доступу до ресурсу: https://www.researchgate.net/publication/26651520_Comparison_of_three_commercially_available_ektacytometers_with_different_shearing_geometries.
3. УЛУЧШЕННЫЙ АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ДЛЯ ЛАЗЕРНОЙ ЭКТАЦИТОМЕТРИИ ЭРИТРОЦИТОВ [Електронний ресурс] / С. Ю.Никитин, В. Д. Устинов, Е. Г. Цыбров, А. В. Приезжев. – 2017. – Режим доступу до ресурсу: <https://cyberleninka.ru/article/n/uluchshennyu-algoritm-obrabotki-dannyh-dlya-lazernoj-ektatsitometrii-eritrotsitov/pdf>.
4. Принцип работы LoRRca MaxSis [Електронний ресурс]. – 2018. – Режим доступу до ресурсу: https://manuals.rrmechatronics.com/Lorrca/HTML/Lorrca_UM/9684.htm.
5. Finkelstein A. Design and evaluation of a new diagnostic instrument for osmotic gradient ektacytometrie [Електронний ресурс] / Arie Finkelstein // ResearchGate. – 2017. – Режим доступу до ресурсу: https://www.researchgate.net/publication/324473100_Design_and_evaluation_of_a_new_diagnostic_instrument_for_osmotic_gradient_ektacytometrie/download.
6. Laser-assisted optical rotational cell analyser (L.O.R.C.A.); I. A new instrument for measurement of various structural hemorheological parameters [Електронний ресурс] / M.Hardeman, P. Goedhart, J. Dobbe, K. Lettinga // ResearchGate. – 1994. – Режим доступу до ресурсу: https://www.researchgate.net/publication/279909593_Laser-assisted_optical_rotational_cell_analyser_LORCA_I_A_new_instrument_for_measurement_of_various_structural_hemorheological_parameters.

ХВИЛЕВІДНИЙ ПОЛЯРИЗАЦІЙНИЙ ПРИСТРІЙ ІЗ ТРЬОМА ДІАФРАГМАМИ Х-ДІАПАЗОНІ

Добри́вечор В. В.

(Науковий керівник Булашенко А. В., старший викладач)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», Радіотехнічний факультет

У сучасних телекомунікаційних системах передачі інформації до складу сучасних антенних систем входять хвилевідні поляризаційні пристрої. Такі пристрої будуються на штирях, діафрагма, їх комбінації та інших типах неоднорідностей. Штирєві поляризаційні пристрої більше всього вживаються, коли треба отримати вузьку смугу частот [1]. Діафрагмові хвилевідні поляризаційні пристрої використовують, коли необхідно отримати більш ширшу робочу смугу частот [2, 3]. Ще є поляризаційні пристрої на основі хвилеводів, що поєднують штирі та діафрагми [4]. Вони дають можливість здійснювати регулювання основних характеристик [5]. Для проектування таких пристроїв користуються програмними пакетами HFSS та CST MS [6, 7]. Тому, зараз є актуальною задача створення поляризаційних пристроїв із невеликою кількістю діафрагм в середині хвилеводу для широкосмугових радіолокаційних систем.

У програмі CST MS по методу FDTD був розроблений та оптимізований поляризаційний пристрій із трьома діафрагмами (рис. 1). Металеві діафрагми були розміщені всередині квадратного хвилеводу та розміщені на однаковій відстані від середньої діафрагми. Геометричні розміри оптимізованого хвилеводного поляризатора представлені у таблиці 1.

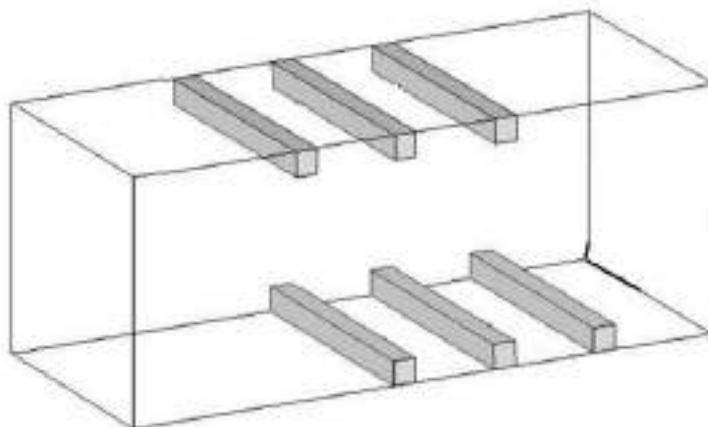


Рис. 1. Тривимірний модель поляризатор із трьома діафрагмами

Таблиця 1. Розміри поляризаційного пристрою Х-діапазону

Розмір поперечного перерізу хвилеводу	Відстань між діафрагмами	Висота середньої діафрагми	Висота крайніх діафрагм
33,0×33,0 мм	12,50 мм	14,23 мм	9,80 мм

У робочому X-діапазоні частот були отримані базові характеристики поляризаційного пристрою. На рис. 2 наведені фазова та узгоджувальні характеристики розробленого поляризатора у діапазоні частот 7.25-8.5 ГГц. Рис. 2 а ілюструє, що пристрій забезпечує диференційний фазовий зсув в діапазоні $90 \pm 2.8^\circ$. Максимальне його відхилення від 90° становить 2.8° на частоті 8.10 ГГц. Диференційний фазовий зсув характеристика дорівнює рівно 90° на частоті 7.5 ГГц.

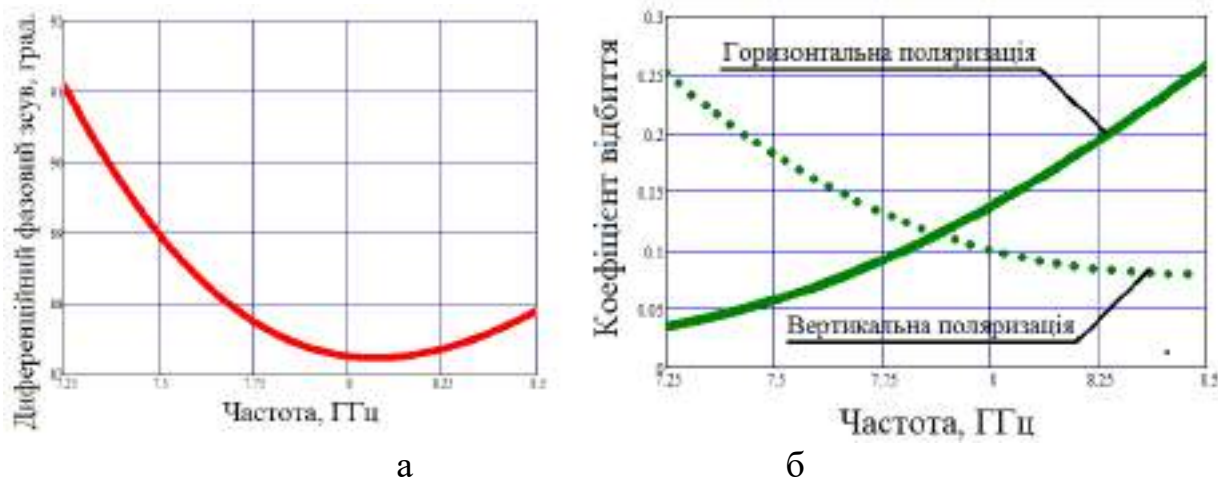


Рис. 2. Фазова та узгоджувальні характеристики

Рис. 2. б містить частотну залежність коефіцієнта відбиття розробленого пристрою. Найбільше значення коефіцієнту відбиття є 0.26 для обох поляризацій. Це свідчить про добре узгодження.

На рис. 3 наведені поляризаційні характеристики розробленого пристрою у робочому діапазоні частот 7.25-8.5 ГГц.

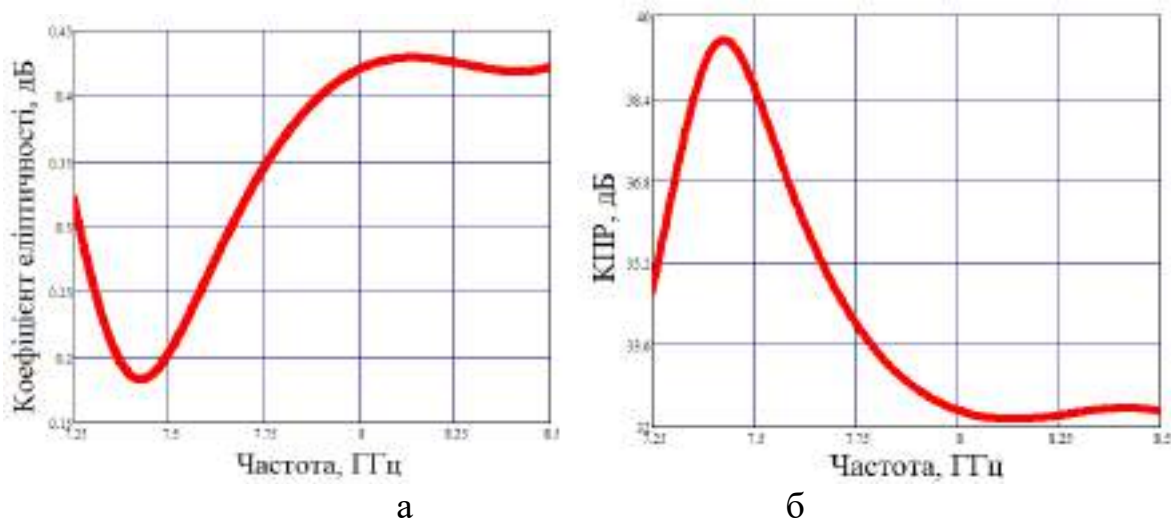


Рис. 3. Поляризаційні характеристики

Рис. 3. а містить частотну залежність коефіцієнта еліптичності від спроектованого поляризатора. Максимальне значення коефіцієнта еліптичності є 0.43 дБ. Рис. 3. б містить частотну залежність кросполяризаційної розв'язки спроектованого поляризатора. Мінімальне значення КПП є 32 дБ.

Таким чином, було розроблено модель хвилеводного поляризаційного пристрою із трьома діафрагмами у Х-діапазоні частот. Він підтримує фазовий зсув $90 \pm 3.0^\circ$ у робочому діапазоні частот 7.25-8.5 ГГц. Пристрій підтримує значення коефіцієнта еліптичності, що не перевищує 0.43 дБ, та значення КПП, що не менше, ніж 32 дБ.

Література

1. Subbarao B. Compact coaxial-fed CP polarizer / B. Subbarao, V.F. Fusco // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2004. – Vol. 3. – pp. 145–147, doi: 10.1109/LAWP.2004.831084.
2. Virone G. Combined-phase-shift waveguide polarizer / G. Virone, R. Tascone, O. A. Peverini, G. Addamo and R. Orta // *IEEE Microwave and wireless components letters*. – 2008. – Vol 18, no. 8. – pp. 509-511, doi: 10.1109/LMWC.2008.2001005.
3. Tucholke U. Field theory design of square waveguide iris polarizers / U. Tucholke, F. Arndt, T. Wriedt // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1986. – Vol. 34, no. 1. – pp. 156–160, doi: 10.1109/TMTT.1986.1133293.
4. Bulashenko A.V. Tunable square waveguide polarizer with irises and posts / A.V. Bulashenko, et al. // *Technical Engineering*. – 2020. – Vol. 86, no 2. – pp. 108–116, doi: 10.26642/ten-2020-2(86)-108-116.
5. Chittora A. A compact circular waveguide polarizer with higher order mode excitation / A. Chittora, S.V. Yadav // *IEEE Int. Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies*, Bangalore, India, July 2020, doi: 10.1109/CONECCT50063.2020.9198499.
6. Kirilenko A.A. Stepped approximation technique for designing coaxial waveguide polarizers / A.A. Kirilenko, D.Yu. Kulik, S.A. Prikolotin, L.A. Rud, S.A. Steshenko // *2013 IX International Conference on Antenna Theory and Techniques*, Odessa, Ukraine, September 2013, doi: 10.1109/ICATT.2013.6650815.
7. Kirilenko A.A. A tunable compact polarizer in a circular waveguide / A.A. Kirilenko, S.O. Steshenko, V.N. Derkach, Y.M. Ostryzhnyi // *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*. – 2019. – Vol. 67, no. 2. – pp. 592–596, doi: 10.1109/TMTT.2018.2881089.

СПЕКТРАЛЬНА ЕФЕКТИВНІСТЬ СИСТЕМИ МІМО ПРИ КОРЕЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ В АНТЕНАХ

Задорожний Г.С., магістр

(Науковий керівник Головін В.А., к.т.н., доцент)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Радіотехнічний факультет

Сучасні канали передачі даних в радіомережах основані на технології МІМО (Multiple Input Multiple Output) та OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing). Дана технологія забезпечує високу спектральну ефективність, завадостійкість та швидку адаптацію параметрів передавача і приймача до зміни параметрів каналу поширення хвиль. Багатоантенні системи – це широко поширена техніка для зменшення впливу завмирань. Розглянемо вплив на характеристики такої технології просторової кореляції антен.

Для оцінки впливу кореляційних зв'язків використаємо просту модель корельованого каналу з матрицею

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_T^{1/2}, \quad (1)$$

Де \mathbf{R}_T – кореляційна матриця на стороні передавача розмірності $N_T \times N_T$;

\mathbf{R}_R – кореляційна матриця на стороні приймача розмірності $N_R \times N_R$;

\mathbf{H}_w – матриця некорельованого релеєвського каналу зв'язку МІМО розмірності $N_R \times N_T$ з комплексними елементами некорельованих гауссівських величин з нульовим середнім та однаковими дисперсіями.

Вираз для спектральної ефективності каналу з просторовою кореляцією

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_x}{N_T N_0} \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_T \mathbf{H}_w^H \mathbf{R}_R^{H/2} \right); \quad (2)$$

При умові $N_R = N_T = N$ і великих відношеннях сигнал шум вираз може бути спрощено при використанні правила $\det(\mathbf{1} + \mathbf{AB}) = \det(\mathbf{1} + \mathbf{BA})$

$$C \approx \log_2 \det \left(\frac{P_x}{N_T N_0} \mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H \right) + \log_2 \det(\mathbf{R}_R) + \log_2 \det(\mathbf{R}_T) \quad (3)$$

На кореляційні матриці \mathbf{R}_R і \mathbf{R}_T накладені умови при яких отримаємо максимальну пропускну здатність :

$$\det(\mathbf{R}_R) = \prod_{i=1}^N \lambda_i(\mathbf{R}_R) \leq 1; \quad \det(\mathbf{R}_T) = \prod_{i=1}^N \lambda_i(\mathbf{R}_T) \leq 1; \quad (4)$$

відповідно $\log_2 \det(\mathbf{R}_R) \leq 0$; $\log_2 \det(\mathbf{R}_T) \leq 0$.

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

Звідси важливий висновок, що просторова кореляція в MIMO приводить до зменшення пропускної здатності каналів зв'язку і втрати приблизно оцінюються наступною величиною

$$\Delta C = -(\log_2 \det(\mathbf{R}_R) + (\log_2 \det(\mathbf{R}_T))) \quad (5)$$

Матриці \mathbf{R}_T і \mathbf{R}_R є ермітовими матрицями з одиницями на основній діагоналі і можуть бути побудовані на основі двох різних моделей. В першій моделі елементи матриці обчислюються за відстанями між елементами антен передавача та приймача. По другій моделі елементи кореляційних матриць \mathbf{R}_T і \mathbf{R}_R обчислюються :

$$R_{ik} = J_0\left(\frac{2\pi d}{\lambda}(i-k)\right), \quad (6)$$

де $J_0(\dots)$ – функція Бесселя нульового порядку.

В таблиці 1 наведені втрати пропускної здатності в залежності від коефіцієнту кореляції для системи з $N_T = 5$ і $N_R = 3$.

Табл. 1 – Результати розрахунків

$ \rho $	0,2	0,4	0,8
$\Delta C(\rho)$, біт/с/Гц	0,35	1,5	8,8

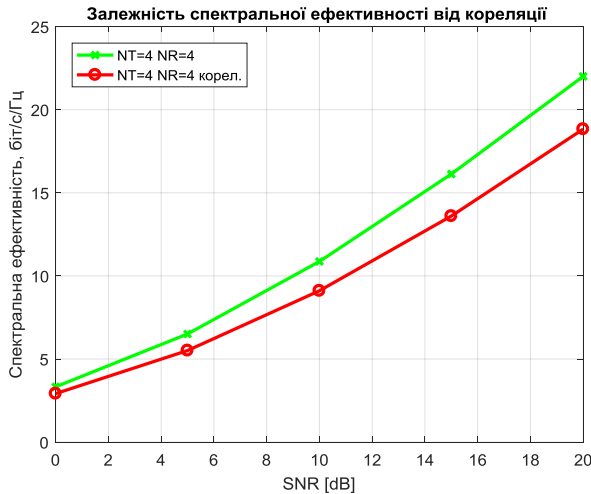


Рис.1 – Зменшення спектральної ефективності при просторовій кореляції антен

На графіках рис.1 показано зменшення пропускної здатності в каналі з просторовою кореляцією антен.

Розрахунки показують значні втрати спектральної ефективності каналів MIMO з просторовою кореляцією антен, особливо при значення $|\rho|$ більше 0.6.

Література

1. А. С. Янцен, В. И. Носов. Оценка помехоустойчивости и пропускной способности технологии MIMO с учетом корреляции сигналов в антеннах. Вестник СибГУТИ. –2016. № 2 – с 63–77

**МЕТОД ВИМІРЮВАННЯ ДАЛЬНОСТІ ЗАСНОВАНИЙ НА
КОРЕЛЯЦІЙНІЙ ОБРОБЦІ СИГНАЛУ МОДУЛЬОВАНОГО ПО
ЧАСТОТІ ОДНОТОНАЛЬНИМ ГАРМОНІЙНИМ КОЛИВАННЯМ**

Ільїн О.І.

(Науковий керівник Сорочан А.Г., д.т.н., доцент)

*Національний авіаційний університет, Факультет аеронавігації, електроніки
та телекомунікацій*

Добре відомі і вивчені три способи вимірювання дальності – амплітудний, частотний і фазовий [1, 2]. Дальність до цілі визначається часовою затримкою відбитого зондувального сигналу. Точність вимірювання часової затримки при оптимальній обробці сигналу визначена середньоквадратичним відхиленням [1]

$$\sigma_{\tau} = \left(\Delta f_e \sqrt{\frac{2E_c}{N_0}} \right)^{-1}, \quad (1)$$

де E_c – повна енергія сигналу; N_0 – спектральна щільність потужності шумів; Δf_e – ефективна ширина спектра сигналу.

З рівності (1) підвищення точності вимірювань забезпечується розширенням спектра сигналу і підвищенням вхідного відношення сигнал/шум вимірювача. До ширококутових сигналів відносять сигнали з кутовою модуляцією, а максимальне відношення сигнал/шум дозволить забезпечити кореляційний (оптимальний) приймач. Однак аналіз літературних джерел [1, 2, 3, 4] показав відсутність в радіотехнічних системах методу кореляційного вимірювання дальності. Крім того, як стверджується в [5, 6], кореляційні методи вимірювання дальності в радіотехнічних системах застосовувати не доцільно з двох причин: по-перше, кореляційна обробка відбитого сигналу формує кореляційний інтеграл, огинаюча якого має пологу вершину. А, як відомо, точність вимірювання будь-якого вимірювального приладу визначається крутизною характеристики вимірювача в точці вимірювання. При використанні в якості зондувального коливання сигналу з кутовою модуляцією огинаюча кореляційного інтеграла буде описуватися функцією Бесселя нульового порядку (рис. 1). З рисунка 1 вершина кореляційного інтеграла, за якою визначається шуканий параметр (часова затримка), – полога, її крутизна при $\beta = 0$ дорівнює нулю, де β – індекс модуляції. Крім того, існує деяка область значень часової затримки, в якій крутизна кореляційного інтеграла мала. Ця область визначає зону нечутливості вимірювача, у якій точність вимірів є малою. По-друге, відбитий зондувальний сигнал в своєму складі містить доплерівській зсув частоти, що призводить до ще більшого розширення кореляційного інтеграла (кореляційний інтеграл «розсипається» [5]) і вимір часової затримки «стає недоцільним» [5].

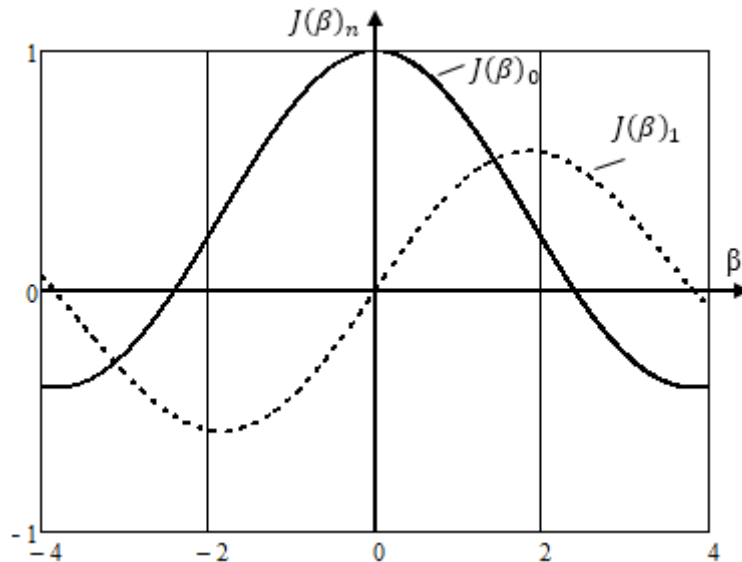


Рис. 1 – Графіки функцій Бесселя

Аналіз графіків функцій Бесселя (рис. 1) показав, що підвищити крутизну кореляційного інтеграла можна, якщо огинаюча кореляційного інтеграла буде описуватися функцією Бесселя першого порядку $J_1(\beta)$. Для цього необхідно: сформулювати опорне коливання з регульованою часовою затримкою θ_x для компенсації просторової затримки τ ; перетворити індекс модуляції і зробити його функціонально залежним від різниці $(\tau - \theta_x)$; виділити в сигналі спектральну складову, яка описується функцією Бесселя першого порядку $J_1(\beta)$.

Для аналізу даного методу представимо зондувальний $u_c(t)$ і відбитий $u_0(t + \tau)$ сигнали у наступному вигляді [7, 8]

$$u_c(t) = U_c \cos[w_c t + \beta \cos(\Omega t + \varphi_0) + \varphi_1];$$

$$u_0(t + \tau) = U_{c1} \cos[w_c(t + \tau) + \beta \cos(\Omega(t + \tau) + \varphi_0) + \varphi_1],$$

де U_c, U_{c1} – амплітуди сигналів; w_c – частота несучого коливання, Ω – частота модулюючого коливання; φ_0 – початкова фаза модулюючого коливання; φ_1 – початкова фаза несучого коливання.

Опорне коливання формується з сигналу передавача шляхом його перетворення з використанням додаткового генератора з частотою w_r вниз по частоті з часовою затримкою у регульованій лінії на θ_x . Сформоване опорне коливання запишеться

$$u_0(t + \theta_x) = U_0 \cos[(w_c - w_r)(t + \theta_x) + \beta \cos(\Omega(t + \theta_x) + \varphi_0)].$$

Над наведеними сигналами проводиться згортка, в результаті отримуємо

$$u_1(t) = U_1 \cos[w_r t + \beta_1 \cos(\Omega t + 0,5\Omega(\tau + \theta_x) + \varphi_0) + \varphi'_1],$$

де $\beta_1 = 2\beta \sin[0,5\Omega(\tau - \theta_x)]$ – сформований індекс модуляції; φ'_1 – деяка сформована фаза несучого коливання.

Сигнал $u_1(t)$ надходить в кореляційний детектор. Вихідний сигнал кореляційного детектора, виділений вузькосмуговим фільтром із середньою частотою Ω , визначиться рівністю

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

$$u_2(t) = U_2 J_1(\beta_1) \sin[\Omega t + \varphi_0].$$

Амплітуда $U_2 J_1(\beta_1)$ сигналу $u_2(t)$ характеризує значення кореляційного інтеграла.

Індекс модуляції β_1 залежить від різницевої часової затримки $(\tau - \theta_x)$ і при виконанні рівності $\tau = \theta_x = \theta_0$ вихідна напруга характеризує значення висоти (дальності), яка дорівнює $D = 0,5c\theta_0$.

Таким чином, в даній роботі показаний алгоритм обробки частотно модульованого сигналу з використанням його кореляційних властивостей, що дозволяє сформуванню кореляційний інтеграл з яскраво вираженим екстремумом, виділити огинаючу кореляційного інтеграла, яка описується функцією Бесселя $J_1(\beta_1)$ і при переході через екстремальну точку $\beta_1 = 0$ змінює свій знак на протилежний, що вказує на можливість досягнення високої точності вимірювання дальності.

Література

1. Фінкельштейн М.И. Основи радіолокації / Моїсей Іонович Фінкельштейн. – М. : Рад. радіо, 1973. – 536 с.
2. Жуковський А. П. Теоретичні основи висотометрії / Жуковський А. П., Онопрієнко Е. І., Чижов В. І. – М. : Рад. радіо, 1979 – 320 с.
3. Димова А. І. Радіотехнічні системи / Димова А. І., Альбац М. Е., Бонч-Бруєвич А. М. – М. : Рад. радіо, 1975 – 440 с.
4. Бакулев П. А. Радіолокаційні системи: підручник для вишів / Петро Олександрович Бакулев, – М. : Радіотехніка, 2004 – 320 с.
5. Берковіц Р.С. Сучасна радіолокація (аналіз, розрахунок та проектування систем) / Раймунд Берковіц ; [переклад з англ. під ред. Ю. Кобзарєва]. – М : Рад. радіо, 1969. – 704 с.
6. Ланге Ф. Х. Статистичні аспекти побудови вимірювальних систем / Франц Хайнріх Ланге. – М. : Радіо і зв'язок, 1981. – 167 с.
7. *J*-кореляційний спосіб вимірювання далькості і пристрій, який його реалізує: пат. 70379 Україна: МПК G01S13/34, G01S13/40. № 2002010718; заявл. 29.01.2002; опубл. 15.10.2004, Бюл. № 10.
8. Сорочан А. Г. Радіодалекомір на основі *J*-кореляційного методу обробки сигналу (метод мінімуму) / Сорочан А. Г. // Технологія і конструювання в електронній апаратурі – 2005. – №1. – С. 18–21.

ШИРОКОСМУГОВИЙ БАЛУН ДЛЯ ПІДКЛЮЧЕННЯ СИМЕТРИЧНОЇ АНТЕНИ ДО КОАКСІАЛЬНОГО КАБЕЛЮ

Найденко В. І., д. ф.-м. н., проф.

Козачук М. А., аспірант

Роман Л. О., аспірант

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Радіотехнічний факультет

Для підключення будь-якої антени до джерела живлення необхідно узгодити їх хвильові опори і симетричність [1]. Це зменшить відбиття від антени і навантаження на вихідний каскад передавача та допоможе ефективніше використовувати систему передавач-антена в цілому. Ті ж самі задачі виконує пропонуваній балун. В даній роботі описується балун, який одночасно перетворює несиметричний сигнал в симетричний і узгоджує хвильові опори передавача і антени.

Технічні характеристики балуна:

1. Довжина – 150 мм
2. Ширина – 14 мм
3. Робоча частота – 0,5-8 ГГц
4. Вхід – 50 Ом несиметричний
5. Вихід – 100 Ом симетричний

Балун базується на мікросмужкових лініях. Його вихідний порт 2 є ступінчастим розширенням мікросмужкових ліній з обох сторін підкладки, та повністю сумісний з вхідною формою антени, що дозволяє без втрат передати майже всю енергію. Такий вихідний порт зроблений для підключення копланарно-антиподальної антени [2]. Вхідний порт 1 підготовлений під запайку SMA роз'єму. Вигляд балуна наведено на рис. 1, 2.



Рис. 1 – Вигляд балуна зверху

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті



Рис. 2 – Вигляд балуна знизу

Такий балун має втрати від 1.5 до 3.75 дБ в робочому діапазоні частот, що можна побачити на рис. 3.

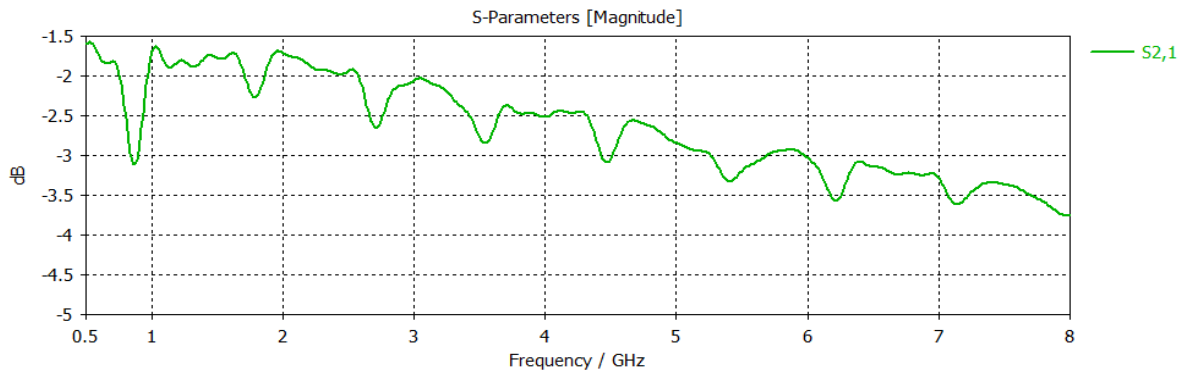


Рис. 3 – Втрати в балуні

Відбиття від першого порту на рівні -10 дБ, а від другого порту приблизно -25 дБ, що видно на рис. 4.

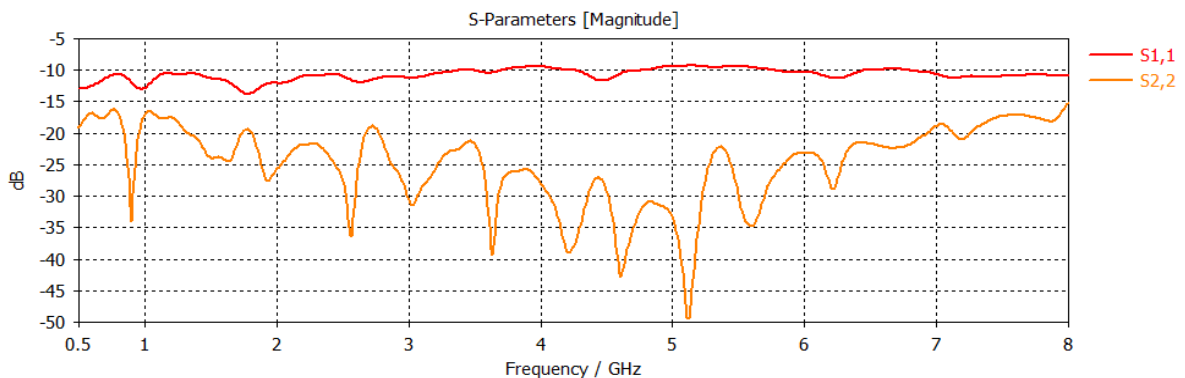


Рис. 4 – Відбиття від портів балуна

Балун побудований на високочастотній підкладці Arlon AD 450 товщиною 0.76 мм.

Вихідний хвильовий опір балуна легко змінювати шириною мікросмужки, яка розширюється, тим самим його можна легко узгодити з вхідним опором антени.

Література

1. Naydenko V. I. Radiating Element Based on the Two-Wire Line with Horns / Naydenko Viktor, Dovhal Dmytro, Kozachuk Maksym, Nikolova Natalia, Shumakov Denys // International Journal of Engineering Science Invention (IJESI). – 2019. – Vol.8. – Is.2. – P. 63–69.

2. Vivaldi Coplanar-Antipodal Antennas: 2020 IEEE 12th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kharkiv, Ukraine, September 21 – 25, 2020 / Victor Naydenko, Maxim Kozachuk – 2020 – 225p. – P. 121-125.

РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ БІОПОТЕНЦІАЛІВ СКЕЛЕНТНИХ М'ЯЗІВ

Коцюбайло А.В.

(Науковий керівник Антонюк О. І., к.т.н., старший викладач)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», факультет Електроніки

Основним компонентом сучасного міоелектричного протезу є датчик, який може надійно фіксувати сигнал поверхневої електроміографії (sEMG) від ампутованих кінцівок це дозволяє керувати протезом. Основними проблемами сучасних пристроїв ЕМГ є їх надзвичайно висока вартість, великі затримки зчитування сигналу, сприйнятливність до шуму, менша амплітудна чутливість та більший розмір. У цій роботі пропонується компактний та доступний ЕМГ-датчик для протезування.

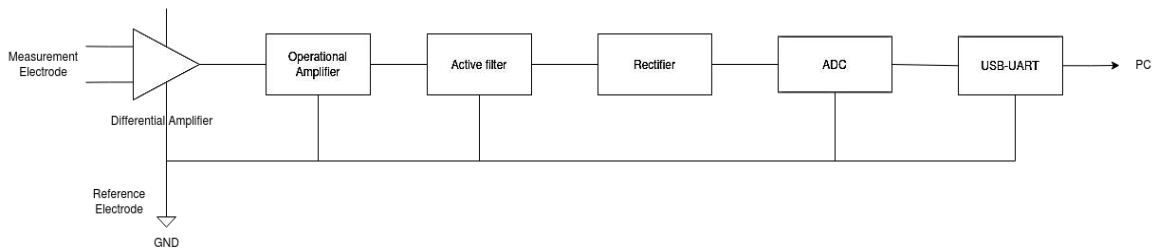


Рис. 1 – Структурна схема обробки сигналу ЕМГ

Датчик складається з електродів, блоку кондиціонування сигналу та блоку живлення, укладених в єдиний корпус. Ефективність сухих електродів, що використовуються в шкірному інтерфейсі, порівнювали із звичайними електродами Ag / AgCl, і результати були визнані задовільними. Структурна схема блоку кондиціонування сигналу складається з диференційного підсилювача, операційного підсилювача, активного фільтра, АЦП, USB-UART перетворювача (рис.1).

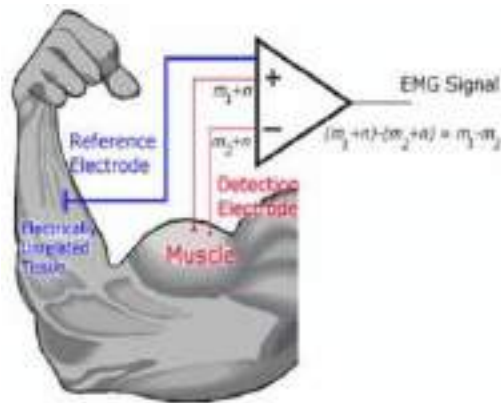


Рис. 2 – Підключення електродів для вимірювання біопотенціалів

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

Амплітуда сигналів ЕМГ, виміряних на м'язі, зазвичай коливається від 0 до 10 мВ змінного струму. Диференціальний підсилювач, який використовує конструкцію електрода з двома джерелами в поєднанні з землею і дозволяє усунути значну кількість шуму за допомогою процесу, відомого як загальний режим відхилення сигналу та підсилити ЕМГ сигнал (рис.2). Для видалення небажаного шуму від джерел, що працюють на більш високих частотах, використовується активна схема фільтра. Схеми активних фільтрів включають: активний низькочастотний, активний високочастотний фільтри, а в поєднанні - активний смуговий фільтр. Аналогова частина була промодельована в середовищі ModelSim (рис.3).

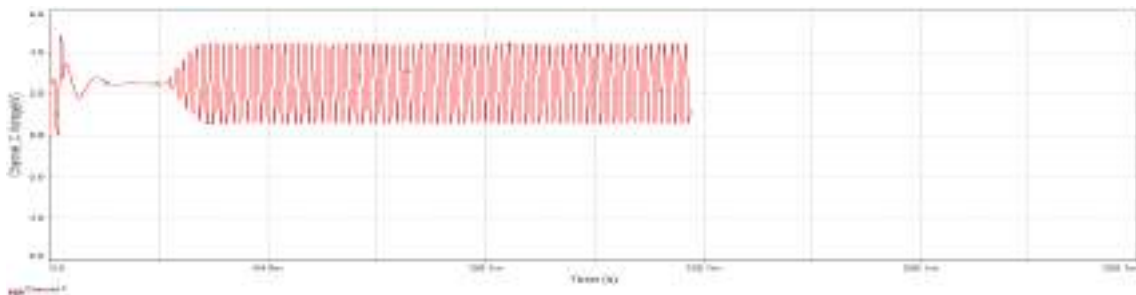


Рис. 3 – Результати моделювання в середовищі ModelSim

АЦП використовується для перетворення аналогового сигналу в дискретний код, щоб потім даний код передавати до USB-UART, який в результаті передасть дискретний код до комп'ютера. АЦП та UART буде використовуватись на базі мікроконтролеру STM32F1. Також слід зазначити, що для даного сенсора був написаний драйвер на базі операційної системи Linux.

Література

1. Capacitive Sensing of Surface EMG for Upper Limb Prostheses Control [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1877705816335007>. Останній вхід 20.04.2021.
2. Lee S. Biopotential Electrode Sensors in ECG/EEG/EMG Systems [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/ECG-EEG-EMG_FINAL.pdf. Останній вхід 20.04.2021.
3. Bio-amplifier with Driven Shield Inputs to Reduce Electrical Noise and its Application to Laboratory Teaching of Electrophysiology [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: https://www.researchgate.net/publication/236057039_Bio-amplifier_with_Driven_Shield_Inputs_to_Reduce_Electrical_Noise_and_its_Application_to_Laboratory_Teaching_of_Electrophysiology. Останній вхід 20.04.2021.

ЕКОЛОГІЧНІ АСПЕКТИ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ 5G

Лавріненко В. С.

(Науковий керівник Калюжний О. Я., д.ф.-м.н., професор)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Радіотехнічний факультет

При побудові будь-яких сучасних технічних систем неодмінною умовою є врахування вимог захисту навколишнього середовища. Не є винятком й мережі мобільного зв'язку, застосування яких у всіх сферах сучасного життя набуває все більш значних масштабів. Зокрема, значну увагу екологічним аспектам приділяється й у мережах 5G, які в наш час розгортаються у багатьох країнах.

В цілому, за статистичними даними, на галузь інформаційно-комунікаційних технологій (ІКТ) припадає від 2% до 10% світового енергоспоживання та до 2% викидів двоокису вуглецю. При цьому доля бездротових мережі складає більше половини від вказаних обсягів [1]. Стільникові мережі продовжують зростати, а тому постає питання впровадження таких технологій, які б забезпечували більш раціональне використання енергії.

З точки зору енергоефективності, пристрої, що використовуються, для розбудови мережі, мають відповідати вимогам, викладеним у рекомендаціях ІТУ-R М.2410-0 [2]. Різні складові елементи бездротових мереж, споживають різну потужність, зокрема, найбільші витрати енергії припадають на долю базових станцій та точок доступу (рис.1). Реалії сьогодення такі, що БС 5G New Radio споживають в три рази більше енергії, ніж базові станції того ж LTE та використовуються на 10% від своєї енергоефективності.

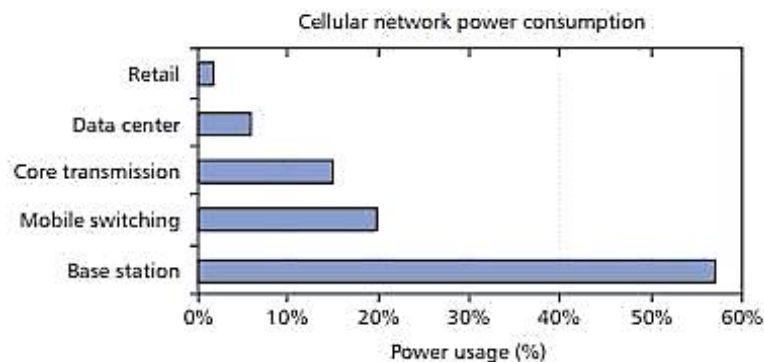


Рис. 1 – Енергоспоживання типової бездротової стільникової мережі [3]

При розгляді показників енергоефективності базових станцій, прийнято використовувати наступну одиницю енергоефективності (ЕЕ) [4]:

$$EE [\text{біт/джоуль}] = (\text{Швидкість передачі даних}) / (\text{Споживання енергії}).$$

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

Що стосується апаратної частини базових станцій, то у даному напрямку існує кілька парадигм [5]:

- Консолідація ресурсів, тобто більш раціональний розподіл потужності. Наприклад, вимкнення недостатньо навантажених елементів системи та рівномірний перерозподіл їх завдань поміж іншими, що забезпечує необхідний рівень продуктивності при зменшенні споживання енергії;
- Віртуалізація, яка дозволяє ефективно працювати більш чим одному сервісу в рамках одного фізичного середовища. Наприклад, один повністю завантажений комп'ютер споживає енергії менше чим кілька мало завантажених;
- Парадигма пропорційних обчислень, котра передбачає, що пристрій має споживати кількість енергії, відповідно до кількості виконаної корисної роботи [5], [6].

Звичайно, покращуючи ЕЕ у мережах з великою кількістю різномірних БС, слід не допустити втрат у пропускній спроможності мережі. Досягти компромісу можна наступними засобами:

- Використовувати увесь доступний спектр частот;
- Зменшити відстань між передавачем та приймачем користувача та покращити повторне використання частот;
- Покращувати спектральну ефективність, шляхом розгортання великої кількості структур.

З цією метою пропонується використовувати так звані гетерогенні мережі (HetNET) (рис.2).

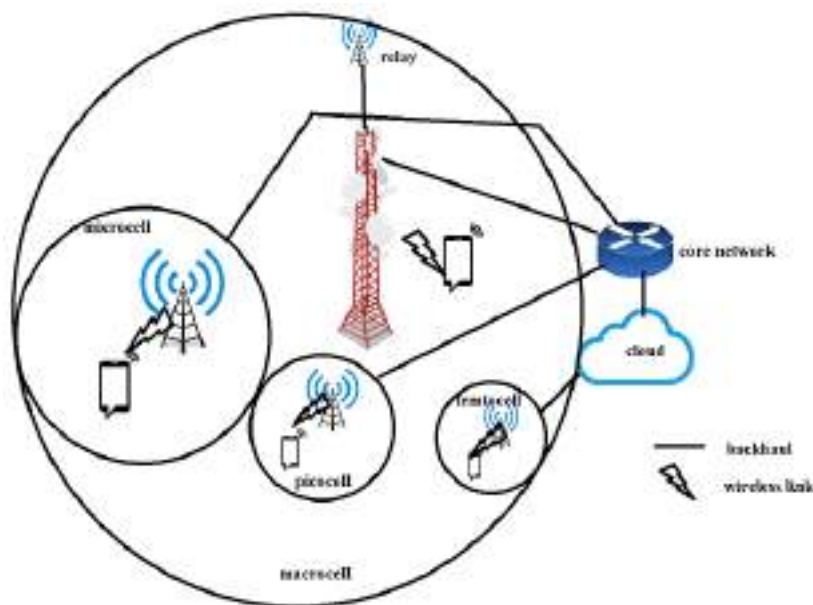


Рис. 2 – Архітектура мережі 5G HetNet [7]

У HetNET мережа доступу складається із макросот, мікросот, пікосот та фемтосот. При цьому мережі зворотного зв'язку формуються шляхом підключення БС до ядра мережі дротовою, бездротовою або ж змішаною

архітектурою [7]. Перевагою дрібних сот є також можливість переведення дрібних сот в режим сну при відсутності навантаження на мережу [8]. Система переривчастої передачі discontinuous transmission (DT) забезпечує можливість передачі лише при виникненні такої необхідності. У протилежному випадку передавач переходить в стан низького ЕЕ. Існує два режими передачі: швидкісний (fast-cell DT) і довгий (long-cell DT). У випадку fast-cell DT радіоприймач в соті, може перебувати в стані мікросну в проміжках часу, коли дані користувача не передаються. Long-cell DT працює повільніше і відноситься вже до режиму низької активності сот, даний стан можна вважати сотовим "сном" з більш низьким ЕЕ.

Таким чином, невід'ємною частиною сучасних мобільних мультимедійних комунікаційних систем є забезпечення інтеграції низки передових технологій, що дозволяють більш ефективно розподіляти наявні ресурси. Вирішення питань, що стоять перед системами телекомунікацій майбутнього вимагає міждисциплінарних зусиль. Вказані вище парадигми, технології та алгоритми сприятимуть подальшій екологізації мобільних мереж 5 G.

Література

1. Green heterogeneous cloud radio access networks: Potential techniques, performance trade-offs and challenges/[Лі Ю., Цзян Д., Ло К., Мао Ш.]; — IEEE Communications Magazine, 2017, — с.1–7. doi: 10.1109/MCOM.2017.1600807
2. Minimum requirements related to technical performance for IMT-2020 radio interface(s).—International Telecommunication Union, 2017. [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://www.itu.int/pub/R-REP-M.2410-2017>. Останній вхід 11.05.2021.
3. Green radio: Radio techniques to enable energy efficient wireless networks/[К. Хан, Т. Гарролд, С. Армур та ін].—IEEE Communication Magazine, 2011.— т.49, no.6, с.46–54.
4. Бьорнсон Е. How Energy-Efficient Can a Wireless Communication System Become?/ Е. Бьорнсон, Ларссон Г. Е.—2019.—с.1–5. [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://arxiv.org/pdf/1812.01688.pdf> Останній вхід 11.05.2021.
5. Баррозу Л. А. The Case for Energy-Proportional Computing./ Л. А. Баррозу, У. Гольцле.—IEEE Computer, 2007.— т.40, с. 33 – 37.
6. A Survey of Green Networking Research/[Прем А., Руж'є Ж.-Л., Шодє К., Россі К.].—IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2012. —с. 1-19.
7. Набіл М. Green Communications: Techniques and Challenges/ М. Набіл, Масуд Ур-Р.—EAI Endorsed Transactions on Energy Web, 2017.—т.4, с.1-6. doi: 10.4108/eai.4-10-2017.153162
8. Лі В. Improving Energy Efficiency of Cooperative Femtocell Networks via Base Station Switching Off./ В. Лі, Б. С. Юнг.—Mobile Information Systems,2016.—с.1-6, 2016. doi: 10.1155/2016/3073184.

ПРИЛАД ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ШВИДКОСТІ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ В ОБ'ЄКТІ КОНТРОЛЮ

Лісовець С.М., к.т.н.

*Київський національний університет технологій та дизайну, м. Київ,
Україна*

При здійсненні неруйнівного акустичного контролю різних виробів (наприклад, листових) часто виникає потреба у точному визначенні швидкості акустичних хвиль у таких виробках. Відомо багато методів, які реалізують такий контроль і які дозволяють вимірювати швидкість акустичних хвиль з різною точністю [1]. Часто завадою в таких вимірюваннях є середовище розповсюдження (наприклад, повітря) між електроакустичним перетворювачем і об'єктом контролю – швидкість акустичних хвиль в такому середовищі відрізняється від швидкості акустичних хвиль в об'єкті контролю, внаслідок чого точність вимірювання погіршується.

В результаті проведених досліджень один з таких методів [2, 3] був удосконалений за рахунок переходу на нову елементну базу: застосування мікроконтролерної обробки результатів вимірювання і покращення загальної будови електроакустичного тракту. До складу приладу, який реалізовував такий метод контролю, входили генератор пакетів електричних коливань 1, підсилювач потужності 2, електроакустичний перетворювач 3, попередній підсилювач 4, блок стробування 5, амплітудний детектор 6, формувач імпульсів 7, тригер 8, вимірювальний прилад 9, частотомір 10, середовище розповсюдження (повітря) 11 і об'єкт контролю 12 (див. рис. 1).

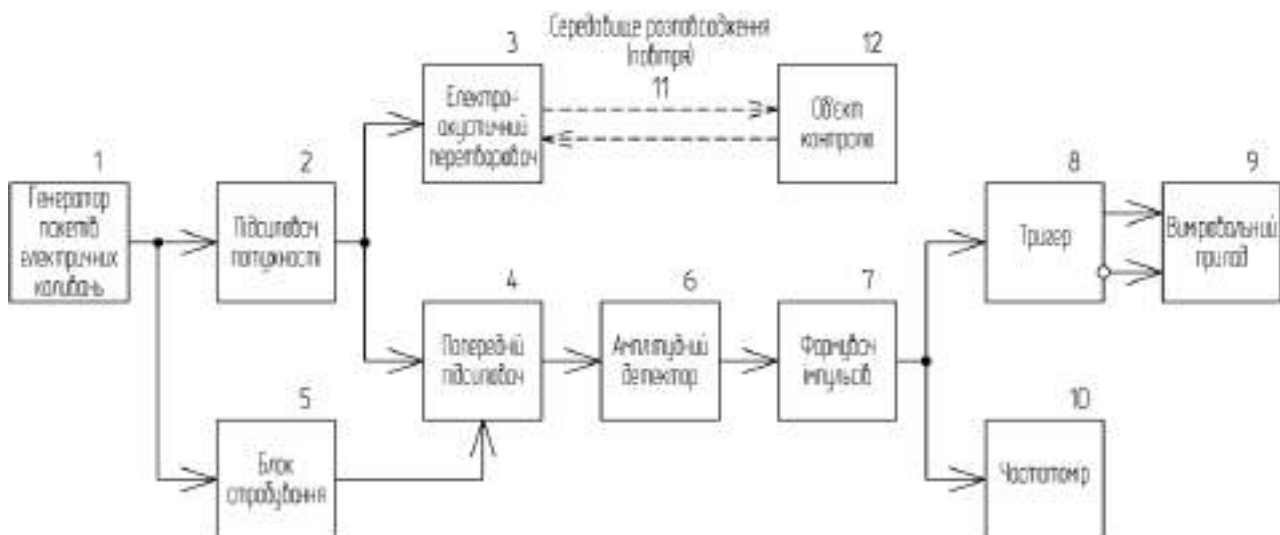


Рис. 1 – Структурна схема приладу, який реалізує вимірювання швидкості акустичних хвиль в об'єкті контролю

В основі роботи приладу лежить випромінювання за допомогою генератора 1,

підсилювача 2 і перетворювача 3 через середовище 11 в сторону об'єкта контролю 12 пакетів акустичних коливань, які багатократно відбиваються від зовнішньої і внутрішньої поверхонь такого об'єкта, знову проходять середовище 11, приймаються перетворювачем 3 і підсилюються підсилювачем 4.

Основним елементом пристрою є блок 5. Він призначений для того, щоб дозволити або заборонити проходження пакетів електричних коливань після підсилювача 4 для подальшої обробки. Алгоритм роботи блока 5 дозволяє проходити далі тільки тим пакетам коливань, які відбилися від внутрішньої і зовнішньої поверхонь об'єкта 12.

З цих пакетів амплітудний детектор 6, що має заданий амплітудний “порог спрацьовування”, і формувач 7 формують короткі імпульси, які, в свою чергу, приводять до поперемінного спрацьовування тригера 8, що формує інтервали часу $\Delta\tau^*$ і $\Delta\tau^{**}$. Різниця цих інтервалів вимірюється приладом 9, який, по суті, виконує функцію “нуль-органу”. В результаті вимірювань домагаються нульових показань приладу 9, що відповідає рівності $\Delta\tau^* = \Delta\tau^{**}$.

Це досягається зміною частоти f генератора 1 до значення f^* , яке вимірюється частотоміром 10. При часі T проходження пакетами акустичних коливань відстані між зовнішньою і внутрішньою поверхнями об'єкта контролю 12 інтервали часу $\Delta\tau^* = 2T$ і $\Delta\tau^{**} = 1/f - 2T$. Звідки можна отримати, що $2T = 1/f - 2T$, і $T = 1/4f^*$.

Таким чином, якщо товщина об'єкта контролю 12 становить L , то швидкість c акустичних хвиль в ньому становить

$$c = \frac{L}{T} = 4f^*L.$$

Робота приладу 9 в режимі “нульових показань”, а також застосування засобів обчислювальної техніки забезпечують високу точність визначення швидкості акустичних коливань в об'єкті контролю.

Література

1. Скальський В.Р. Основи акустичних методів неруйнівного контролю / В.Р. Скальський, Г.Т. Сулим. – Львів: Видав. центр ЛНУ ім. Івана Франка, 2010. – 386 с.
2. Патент № 50186. Україна. МПК G01H 7/00. Спосіб вимірювання часу проходження акустичних імпульсів. – Київський національний університет технологій та дизайну; Скрипник Ю.О., Лісовець С.М. – № u200913061; Заявл. 15.12.2009; Опубл. 25.05.2010, Бюл. № 10.
3. Лісовець С.М. Вимірювання часу проходження акустичних імпульсів в твердотільних середовищах / С.М. Лісовець, Ю.О. Скрипник // Вісник КНУТД. – 2010. – № 1 (51). – С. 17–23.

АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТЕЙ ВИКОРИСТАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ІГРАШОК ДЛЯ ЗАВДАНЬ РОЗВІДКИ

Мережко М. С.

(Науковий керівник Попсуй В. І.)

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

Розвідка (збір інформації) – не втрачає актуальності в сучасному світі.

Радіоелектронні засоби спрощують отримання достовірної інформації без нараження людини на небезпеку. Спеціальні роботизовані пристрої здатні виконувати завдання оперативної розвідки але мають високу ціну. Наразі існують завдання, які можна вирішити більш дешевими засобами.

Електромеханічні радіокеровані іграшки можуть слугувати даним цілям при певних змінах внесених до конструкції. Вони мають перевагу перед розвідкою, що виконується людиною, щонайменше по трьом критеріям:

- компактність – можливість пройти шляхами, що недоступні людині;
- безпека – в процесі розвідки майже відсутня загроза життю оператора;
- можливість проведення безперервного активного відео- та аудіо запису.

На *рис. 1, 2* наведені типові структурні схеми радіокерованих іграшок [1], [2], які складаються з джерела живлення, мікроконтролера, драйвера двигунів, самих двигунів (2 або 4), радіомодуля і *Bluetooth* або *Wi-Fi* модуля.

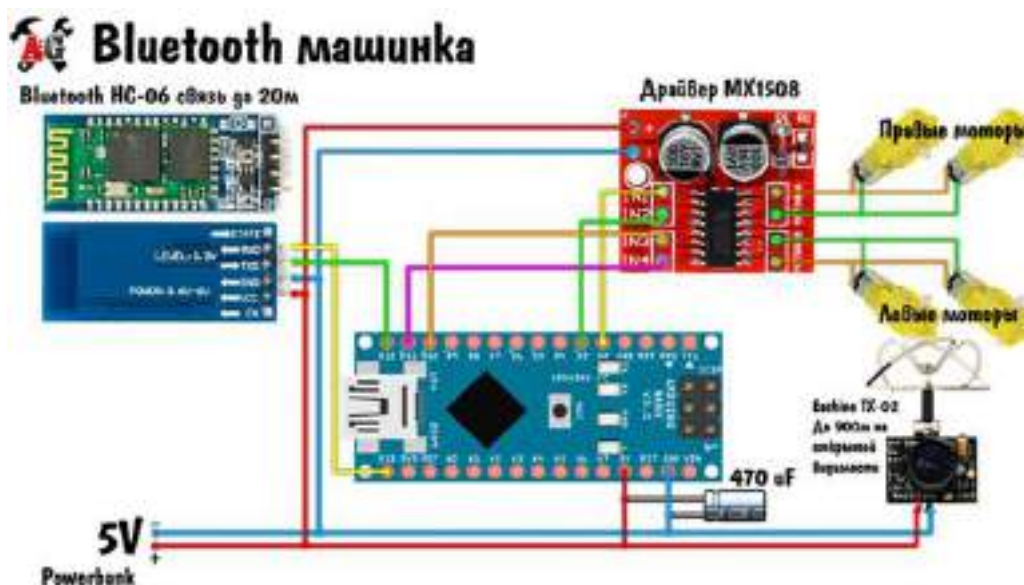


Рис. 1 – Структурна схема *Bluetooth* машинки

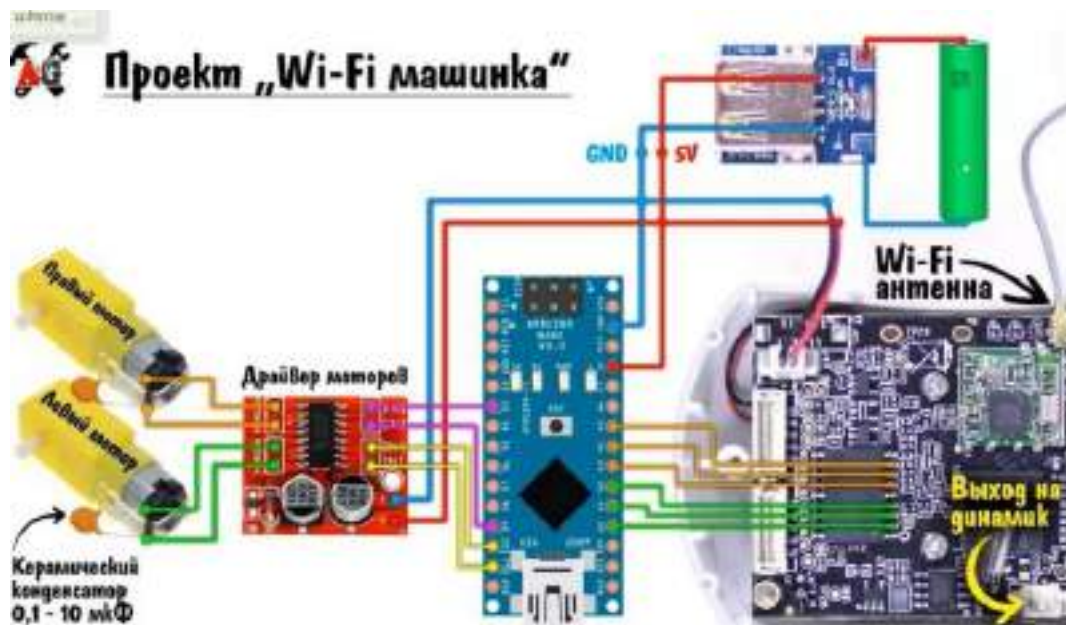


Рис. 2 – Структурна схема Wi-Fi машинки

Аналіз ринку електромеханічних радіокерованих іграшок показав, що існуючі моделі (див. табл. 1) мають задовільні електричні і механічні характеристики для виконання завдань розвідки.

Табл. 1 – Типові представники існуючих моделей

Модель		105-942-419	290455A5	DBXMFZW
Швидкість (км/год)		25	20	25
Напруга і ємність акумулятора, В; мА·год		6; 500	6; 500	4,8; 400
Приблизний час роботи (хв.)		15	15	15
Камера	Кут повороту (°)	60	статична	90
	Розширення	720P	720P	720P
Режими керування: - радіоконтролер з частотою 2,4 ГГц, максимальне видалення, м		80; - мобільний додаток по Wi-Fi, 35-40 м	50; - Bluetooth, 25 м	40; - мобільний додаток по Wi-Fi, 35-40 м

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

Продовження таблиці 1

Модель	105-942-419	290455A5	<i>DBXMFZW</i>
Габаритні розміри	320 x 195 x 120	315 x 193 x 120	280 x 200 x 140
Зовнішній вигляд			

Висновки:

1. Електромеханічні радіокеровані іграшки можуть виконувати функції розвідки.

2. Швидкість руху, механічні характеристики та джерела живлення, а відповідно і час роботи у пристроїв такого типу приблизно однакові. З інших параметрів якісно виділяється *DBXMFZW*. Ця модель має динамічнішу камеру, є найбільш компактною та має більш надійне шасі, що забезпечує вищу прохідність.

3. Аналіз структурних схем, наведених вище, показав, що необхідна доукомплектація кожної моделі щонайменше програматором. Для покращення якості зв'язку та дальності передачі сигналу необхідно замінити модулі радіозв'язку на *Wi-Fi* модулі.

4. Для спрощення конструкції та покращення працездатності пристрою пропонується замінити ядро пристрою на мікроконтролер із вбудованим програматором та модулем бездротової мережі. Наприклад: *ESP8266*, що окрім інших переваг надає можливість створення закритого каналу зв'язку і керування.

5. Необхідна заміна акумулятора. Після аналізу ринку було обрано оптимальну заміну: акумулятор *Fullymax 7,4V 7500mAh*.

Література

1. *Bluetooth* машинка с камерой на *Arduino* своими руками. URL: https://pikabu.ru/story/bluetooth_mashinka_s_kameroy_na_arduino_svoimi_rukami_6224562 (дата звернення: 12.05.2021).

2. *Wi-Fi* машинка с камерой своими руками. Режим доступу: <https://usamodelkina.ru/12970-wi-fi-mashinka-s-kameroy-svoimi-rukami.html> (дата звернення: 12.05.2021).

ОБРОБЛЕННЯ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ ЗА ДОПОМОГОЮ НЕЙРОННИХ МЕРЕЖ

Недзельський О.Ю.

(Науковий керівник Лащевська Н.О., к.т.н., доцент)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Радіотехнічний факультет

На сьогоднішній час з динамічним розвитком автоматизації зростає й інтерес до задач цифрового оброблення сигналів.

Актуальним завданням є пошук та реалізація алгоритмів для вирішення завдання оброблення сигналів комп'ютеризованими системами. Одним із таких перспективних напрямків є застосування штучних нейронних мереж (НМ).

У наш час запропоновано велику кількість нейромережевих алгоритмів для вирішення задач оброблення складних сигналів (образів).

Основна проблема полягає при обробці сигналів, що піддавалися будь-яким спотворенням (накладання шуму, стискання, затримка, зсув та ін.) [1].

Дану задачу вирішують шляхом вибору відповідної архітектури нейронної мережі та способу її навчання.

Аналіз робіт в даній області показує що не існує єдиної універсальної моделі, яка б була не чутлива до всіх видів спотворень.

В даній публікації поставлено за мету проаналізувати та дослідити можливість використання нейронних мереж для стиснення сигналу.

На відміну від традиційних методів стиснення, нейронна мережа при вирішенні задачі стиснення керується міркуваннями нестачі ресурсів.

Розглянемо алгоритм покрокової побудови штучної нейронної мережі, яка виконує завдання стиснення сигналу. Особливість побудови алгоритму обробки стиснутих сигналів полягає в його практичній ідентичності алгоритму, який реалізовано в реальних нейронних мережах. У цих мережах функції ліній затримки виконують аксони нейронів. Експериментально встановлено, що швидкість коливається в межах 10...100 м/с і пропорційна кореню квадратному з товщини аксона. Модельований аналог такої мережі отримав назву *динамічної нейронної мережі* [2,3].

Основною особливістю такої НМ (*рис.1*), реалізованої програмно за допомогою модулю Neural Network Toolbox в пакеті MATLAB, є наявність зворотних зв'язків. Величину часової затримки сигналу на її вході визначають вагові коефіцієнти зворотних зв'язків " ε_j ".

Вхідний набір дискретних відліків X аналогового модульованого сигналу подається на перший шар НМ, де відбувається нормування вхідного сигналу по амплітуді. За цим набором даних нейронна мережа проходить навчання. Для оцінки якості навчання обчислюється сума квадратичних відхилень виходів мережі від еталонних значень. Критерій закінчення навчання задається

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

користувачем самостійно. Змістовна частина навчання пов'язана з підстроюванням вагових коефіцієнтів НМ, що забезпечують необхідну затримку. Далі вихідний сигнал з першого шару стає вхідним сигналом для другого шару і на першому кроці роботи програми запам'ятовується нейронною мережею. На наступних кроках з вихідних значень першого шару після успішної реєстрації будуть відніматися значення попереднього кроку, помножені на відповідні затримки, вагові коефіцієнти. Після кожного кроку значення, отримані на кожному нейроні, складаються і подаються на пороговий пристрій, а далі на функцію активації. Після цього нормовані значення переводяться в початкові, і отримуємо результат.

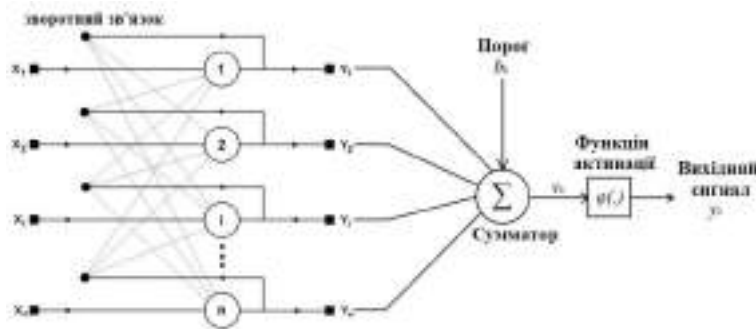


Рис. 1 – Структурна схема динамічної нейронної мережі

Динамічна нейронна мережа з часовими затримками представляє собою багатозаровий персептрон з модифікованими вузлами (рис. 2).

Кожен з J входів має лінію затримки на N значень. Суматор складає значення, що надходять з входів $y_j^{(1)}$ значення, що містяться в лініях затримок $y_j^{(1)}(p)$ з урахуванням вагових коефіцієнтів w_{ij} , обчислює поріг і нелінійну активаційну функцію.

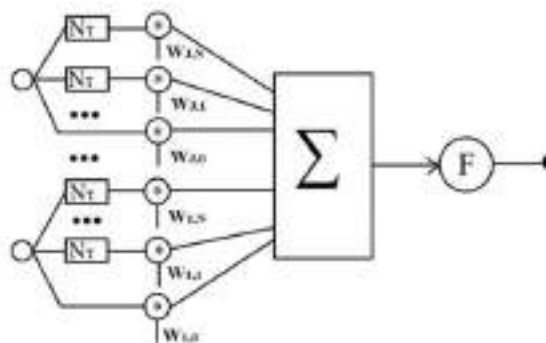


Рис. 2 – Динамічний вузол нейронної мережі з часовими затримками

На входи мережі подається дискретний модульований сигнал $X = \{x_i : i = 0..n-1\}$, виходячи з якого розраховуються стани нейронів першого шару (верхній індекс у дужках вказує номер шару):

$$y_j^{(1)} = s_j^{(1)} = \sum_{i=0}^{n-1} (w_{ij} x_i + T_i), j = 0..m-1,$$

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

W - матриця, складена з вагових коефіцієнтів нейронів, m - кількість відліків, які запам'ятовуються, $T_i = \min(x)$ - зміщення.

Головну діагональ матриці W вважають нульовою, що означає відсутність впливу нейронів на самих себе.

Після цього, отриманими значеннями ініціалізується значення аксонів другого шару:

$$y_j^{(1)}, j = 0..m-1.$$

Наступний крок - обчислення нових станів нейронів другого шару:

$$s_j^{(2)}(p+1) = y_j(p) - \varepsilon_j \sum_{k=0}^{m-1} y_k^{(2)}(p), k \neq j, j = 0..m-1, p = 0..N,$$

де p - кількість значень лінії затримки в j -му нейроні. Величина ε_j розраховується нейромережею при навчанні з урахуванням спектральних складових сигналу. І значення її аксонів:

$$y_j^{(2)}(p+1) = f[s_j^{(2)}(p+1)], j = 0..m-1.$$

Отриманий результат дозволяє зробити висновок про те, що за допомогою нейронної мережі можна обробляти часові послідовності з внутрішньо-імпульсною частотною модуляцією [3].

Тривалість обробки вхідної послідовності з внутрішньо-імпульсною модуляцією в залежності від тривалості вхідного сигналу і параметрів навчання нейромережі складає в середньому 4 - 8 с. Після завершення процесу навчання нейромережі, ця тривалість скорочується приблизно на порядок. У зв'язку з цим, штучні нейронні мережі можуть досить успішно справлятися із завданнями стиснення сигналів.

Література

Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений / Р.Гонсалес, Р. Вудс . – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.

Саймон Хайкин. Нейронные сети: полный курс: пер. с англ. / Хайкин Саймон. – 2-е изд. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1104 с.

3. Руденко, О. Г. Сжатие изображений на основе нейронной сети ART / О. Г. Руденко, М. С. Сныткин // Кибернетика и системный анализ. – 2008. – № 6. – С. 7.

РОЗРАХУНОК ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ПОКАЗНИКІВ НАДІЙНОСТІ В ПРОЦЕСІ ПРОЕКТУВАННЯ РЕА

Нікітчук А. В.

(Науковий керівник Уваров Б. М., д.т.н., професор)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Радіотехнічний факультет

Однією з основних характеристик радіоелектронного пристрою є надійність. Оцінити її можливо за числовими значеннями показників надійності, а саме: інтенсивністю відмов, середнім наробітком до відмови, імовірністю безвідмовної роботи в інтервалі часу та ін.

Метою розрахунку показників надійності на стадії проектування є:

- визначення показників надійності під час розробки пристрою і порівняння їх із заданими вимогами щодо надійності;
- встановлення вимог до показників надійності складових частин і визначення можливості використання уніфікованих (стандартизованих) складових частин і матеріалів;
- обґрунтування оптимального за надійністю варіанта конструкторського рішення та технічного виконання пристрою, та інше [1].

Розрахунок надійності здійснюється за довідниковими даними про надійність: складових елементів пристрою, аналогів, властивостей матеріалів та іншою доступною інформацією. Загальні вимоги і положення щодо розрахунку показників надійності наведені у стандарті [1].

На початкових етапах проектування використовується метод розрахунку показників надійності за відомими функціями розподілу наробітку до відмови. Для електрорадіовиробів (та систем які їх містять) у яких механізмом відмов є процеси старіння, різноманітні електропроцеси, а також процеси втоми – стандартом [1] рекомендовано дифузійний немонотонний розподіл (DN). Експоненціальний розподіл, як грубу модель з значними похибками, рекомендовано використовувати тільки для систем, що не піддаються старінню та зношуванню або для порівняльних оцінок показників надійності.

У сучасному РЕА елементів електронної структури (ЕЕС) можуть бути тисячі, проведення розрахунків вручну з використанням складних математичних моделей і методів з великою кількістю ітерацій вимагає значних витрат часу, та деколи є надзвичайно складним завданням, яке втрачає свою доцільність. Отже, необхідним є застосування обчислювальної техніки та створення спеціального ПЗ.

Для виконання автоматизованих розрахунків було створено систему програмних модулів САПР *ReliaREA*, за допомогою якої можливо:

- розрахувати температури ЕЕС, чарунок та мікрозбірок, оскільки серед факторів, що визначають надійність РЕА, дуже впливовими є теплова дія

IV ВНТК Радіoeлектроніка у XXI столітті

зовнішнього середовища та внутрішнє тепловиділення – ці температури прямо пов'язані з показниками надійності, а як наслідок – надійністю всього апарату;

- розрахувати показники надійності ЕЕС згідно положень стандарту [1]. В розроблених програмних модулях створено електронну базу даних ЕЕС, що найчастіше застосовують в електричних схемах РЕА, яка містить наступні довідникові дані: назва, група, тип ЕЕС; значення базової інтенсивності відмов; значення постійних коефіцієнтів математичних моделей.

- оптимізувати конструкції чарунок та мікрозбірок за комплексним показником надійності, методом топологічної оптимізації. Зменшення температур ЕЕС та підвищення їх надійності, досягається шляхом зміни топології чарунок – оптимальним, з точки зору надійності, вибором координат розміщення елементів на друкованій платі.

- розрахувати теплові режими блока РЕА з багатьма чарунками та оптимізувати розташування чарунок в корпусі блока. Тепловиділення в чарунках розміщених в блоці РЕА неоднакові, завдяки раціональному розміщенню чарунок досягається мінімізація усереднених температур, а як наслідок – максимальна надійність їх та усього блока.

Результати розрахунків формуються в таблицю та записуються в *doc*-файл, приклад зображено на *рис. 1*.

Елемент	Вхідні дані	$T, ^\circ\text{C}$	Коефіцієнти	Надійність
R4 Резистори Метало-діелектричні (окрім прецизійних) P1-12	$P = 0,25, \text{ Вт}$ Розміри, мм: 5x2,5x0,6 Координати: X: 32,7, мм Y: 21,2, мм	77,9	$K_n = 0,8$ $K_i = 1$ $K_p = 1,54$	$P(t) = 0,864$ $\lambda_b = 5,3\text{E-}08$ $\lambda_p = 8,162\text{E-}08$ $T_b = 441 \text{ тис. год}$

де: P – потужність; T – температура; K_n – коефіцієнт електричного навантаження;
 K_i – додаткові коефіцієнти впливу; K_p – коефіцієнт режиму; λ_b – базова інтенсивність відмов;
 λ_p – робоча (експлуатаційна) інтенсивність відмов; T_b – час напрацювання на відмову;
 $P(t)$ – імовірність безвідмовної роботи ЕЕС згідно з моделлю DN-розподілу.

Середня температура ЕЕС, $T_c = 77,7 ^\circ\text{C}$.

Імовірність безвідмовної роботи СКМ1, $P(t) = 0,314$.

Рис. 1 – Зміст вихідного *doc*-файлу з параметрами встановлених на платі ЕЕС

Використання ПЗ *ReliaREA* сприяє досягненню мети розрахунку показників надійності на стадії проектування.

Література

1. ДСТУ 2862-94 Надійність техніки. Методи розрахунку показників надійності. Загальні вимоги. — Чинний від 01.01.1996. — Київ: Держстандарт України, 1994. — 39 с.

СИСТЕМА ВИЯВЛЕННЯ РУХОМИХ ОБ'ЄКТІВ НА ВІДЕОПОСЛІДОВНОСТЯХ

Омеляненко Б.А.

(Науковий керівник Вишневий С.В., старший викладач)

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Радіотехнічний факультет

Виявлення руху об'єкта в кадрі та подальше слідкування за ним є актуальною задачею для багатьох галузей таких як системи відеоспостереження та охорони, системи комп'ютерного зору, системи військового призначення.

Постійне зростання продуктивності комп'ютерних систем та підвищення якості зображення з камер дають змогу використовувати все більш досконалі системи, алгоритми та математичні моделі для виявлення рухомих об'єктів.

Завдяки цим чинникам на сьогоднішній день виявлення рухомих об'єктів є загально розповсюдженим, наприклад розпізнавання на основі рухів, розпізнавання людини за ходом, автоматизоване спостереження, тобто спостереження за певною територією для виявлення підозрілої активності або незаконних дій, взаємодії людини з комп'ютером, наприклад розпізнавання жестів, рух очей, моніторинг трафіку, тобто контроль автомобільного трафіку в реальному часі для більш ефективного направлення транспортного потоку, навігація автомобілів, наприклад складання маршруту для об'їзду перешкод на основі відео матеріалів, допоміжні системи для оператора, тобто системи, що самостійно відслідковують динамічні об'єкти та змінюють ракурс камери для кращого їх відображення, наприклад при трансляції динамічних видів спорту.

Основні методи та алгоритми пошуку об'єктів наведено в табл. 1.

Табл. 1

Назва алгоритму	Опис
Розріджений оптичний потік	Прикладом даного алгоритму є Kanade-Lucas Tomashi (KLT) трекер, який відстежує розташування кількох точок на зображенні. Приклад показаний на рисунку 1.
Фільтр Калмана	Це дуже популярний алгоритм обробки сигналів, який використовується для прогнозування розташування рухомого об'єкта на основі попередньої інформації про рух.
Meanshift та Camshift	Це алгоритми визначення максимумів щільності функції. Вони також використовуються у системах відстеження.
Метод фонового віднімання	Виявлення області руху відбувається за рахунок віднімання пікселів фонового зображення (яке було створено методом усереднення за період одного циклу ініціалізації) від поточного зображення. Приклад показаний на рисунку 2.
Метод різниці в часі	Виявлення області руху відбувається за рахунок різниці між пікселями в послідовних кадрах (два або три) у відео потоці. Цей метод є адаптивним, тобто може пристосовуватися до зміни сцени.



Рис. 1 – Приклад роботи алгоритму Kanade-Lucas Tomashi (KLT)

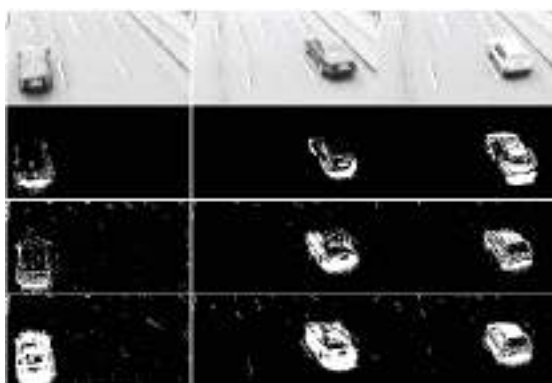


Рис. 2 – Приклад роботи методу фонового віднімання

Таким чином в даній роботі було проведено аналіз актуальності задачі виявлення рухомих об'єктів на зображеннях, визначено в яких сферах ці задачі застосовуються, наведено приклади популярних методів вирішення даної задачі.

За результатами аналізу було обрано сферу застосування систем виявлення рухомих об'єктів на відеопослідовностях, а саме виявлення літальних апаратів. З проаналізованих методів для вирішення цієї задачі найкраще підходить метод різниці у часі. Цей метод дає змогу знаючи фон і маючи черговий кадр для аналізу, знайшовши їх різницю, визначити присутність рухомого об'єкта на відеопослідовності. Також даний метод є адаптивним, що є важливою особливістю, адже при виявленні літальних апаратів фон з часом може змінюватися.

Література

1. Исаев, А. Л. Способы классификации движущихся объектов на видео / А. Л. Исаев, Д. А. Газаров, С. Д. Евсеев. — Текст : непосредственный // Молодой ученый. — 2016. — № 18 (122). — С. 44-47.
2. Медведева Е. В., Карлушин К. А., Курбатова Е. Е. Метод выделения движущихся объектов в видеопотоке на основе оценки их границ // Машинное обучение и анализ данных. 2015. Т. 1, № 12. С. 1696 - 1705.
3. Nguyen The, C., Shashev, D. Methods and Algorithms for Detecting Objects in Video Files // Article number 01016. MATEC Web of Conferences. VIII International Scientific and Practical Conference "Information and Measuring Equipment and Technologies". Volume 155, 28 February 2018

МЕТОДИ АНАЛІЗУ ТА РОЗПІЗНАВАННЯ ОБ'ЄКТІВ

Петровський А. А.

(Науковий керівник Шпилька О.О., к.т.н., доцент)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Радіотехнічний факультет

На сьогоднішній день розпізнавання образів використовується все частіше і застосовується в різних сферах людської діяльності. На даний момент існує ціла низка нейронних мереж для класифікації об'єктів. Які постійно змінюються та вдосконалюються. Серед них можна виділити:

- Fast R-CNN
- Гістограми направлених градієнтів (HOG)
- YOLO (You Only Look Once)

Нейронна мережа Fast R-CNN створена за допомогою Python та C++. Нейронна мережа отримує на вхід зображення. Спочатку мережа обробляє ціле зображення за допомогою кількох згорткових шарів, а потім зменшує розмірність матриці, шляхом обрання максимального значення з області. Потім для кожної ймовірної області (*англ.* Region of interest) витягується фіксований вектор. Кожен з цих векторів подається у послідовність повнозв'язних шарів, які потім розділяються на дві частини: один з яких проходить через функцію активації softmax, яка має вигляд:

$$\sigma(z)_j = \frac{e^{z_j}}{\sum_{k=1}^K e^{z_k}}$$

де z_j - елемент послідовності.

Інша частина видає вектор з 4 дійсними значеннями для кожного елементу попередньої послідовності. Перша частина використовується для класифікації об'єкту, друга – для регресії до відповідної категорії. [1]

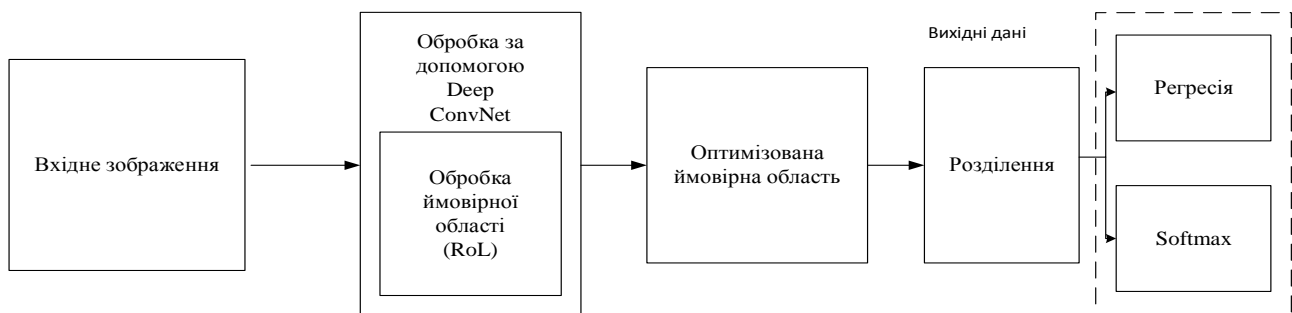


Рис. 1 – Архітектура мережі Fast R-CNN

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

Наступною мережею розпізнавання образів є гістограми направлених градієнтів. Основна ідея полягає в тому, що зображення може бути описано розподілом градієнтів інтенсивності або напрямком країв. Визначення цих градієнтів, відбувається за допомогою розбивання зображення на комірки і присвоєння кожній комірці гістограми направлених градієнтів. З метою забезпечення високої точності розпізнавання використовують чорно-біле зображення. Далі це зображення нормалізується по контрасту, після чого його можна використовувати для класифікації образів за допомогою вчителя. Самі блоки можуть нормалізуватися 4 способами

Табл. 1 – Способи нормалізації

Спосіб	Формула
L2-норма	$f = \frac{v}{\sqrt{\ v\ _2^2 + \varepsilon^2}}$
L2-hys	L2-норма визначається зверху (значення v , які більше 0.2 прирівнюються до 0.2) і нормується як попередній
L1-норма	$f = \frac{v}{\sqrt{\ v\ _1 + \varepsilon}}$
Корінь з L1-норми	$f = \sqrt{\frac{v}{\sqrt{\ v\ _1 + \varepsilon}}}$

де v – ненормований вектор, який містить всі гістограми даного блоку, ε – деяка константа. [2]

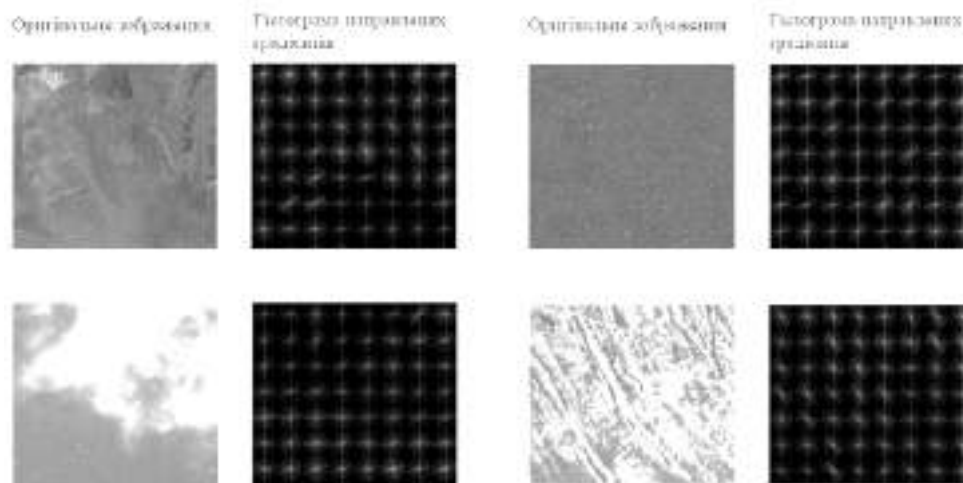


Рис. 2 – Метод гістограм направлених градієнтів

Однією з найбільш прогресивних нейронних мереж є. Найголовнішою перевагою YOLO вважається швидкість. Сама модель YOLO працює таким чином: зображення розбивається на комірки, кожна з яких відповідає за

передбачення одразу кількох об'єктів. Тобто кожна комірка може мати кілька рамок, які відповідають за конкретний об'єкт та значення ймовірності, що об'єкт знаходиться в цій області. Сама мережа складається з 106 згорткових шарів і головною її особливістю є те, що на виході є 3 шари, які призначені для об'єктів різного розміру. На виході отримуємо 4 координати (t_x , t_y , t_h , t_w) та одну «помилку об'єктності», яка й визначає приналежність до цього об'єкту для кожної рамки та деяку кількість ймовірнісних класів. Всього виходів буде:

$$N = S^2 \cdot [B \cdot (4 + 1 + C)],$$

де S – розмір комірки, B – кількість рамок, C – кількість класів. [3]

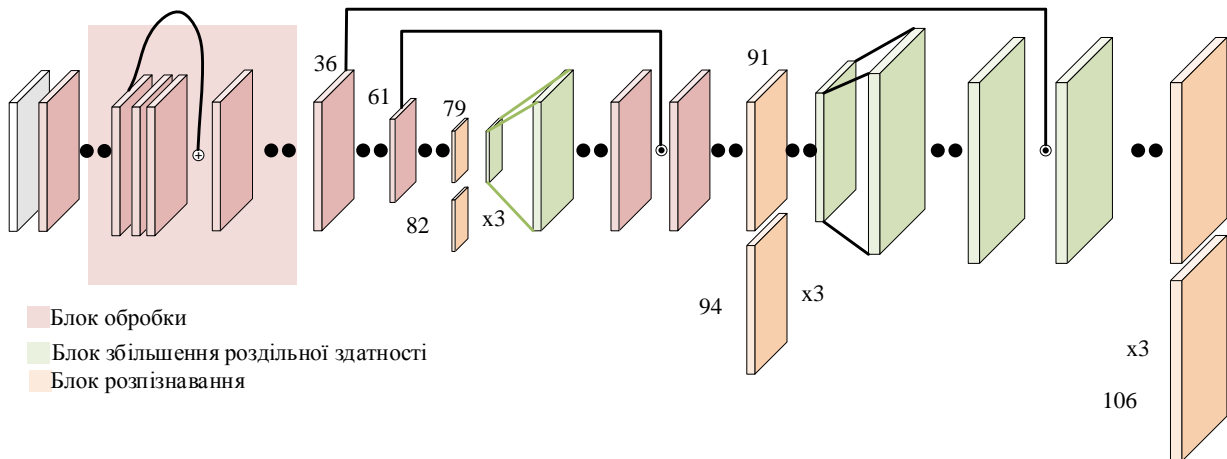


Рис. 3 – Архітектура мережі YOLO

В результаті аналізу приведених вище нейронних було з'ясовано, що найкращою мережею, на даний момент, є згорткова нейронна мережа YOLO. Завдяки її архітектурним особливостям швидкість навчання кардинально збільшується, що дає змогу використовувати менші обчислювальні потужності, ніж раніше. При цьому точність цієї мережі залишається на тому ж рівні, що й мережі іншого типу (як приклад, VGG16). Тому було вирішено продовжити додаткове дослідження над мережею YOLO, оскільки даний метод є найсучаснішими та найшвидшим з існуючих методів класифікації образів.

Література

1. Girshick R. Fast R-CNN / Ross Girshick. // ICCV. – 2015. – С. 1440–1447.
2. Histogram of Oriented Gradients (HOG) Descriptor [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://software.intel.com/content/www/us/en/develop/documentation/ipp-dev-reference/top/volume-2-image-processing/computer-vision/feature-detection-functions/histogram-of-oriented-gradients-hog-descriptor.html>. Останній доступ: 09.05.2021
3. You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection / J.Redmon, S. Divvala, R. Girshick, A. Farhadi. // CPVR. – 2016. – С. 779–786.

ФІЛЬТРАЦІЯ КОЛЬОРОВИХ ЗОБРАЖЕНЬ ДЛЯ РЕАЛЬНИХ ЗАВАДОВИХ СИТУАЦІЙ

Ребров В. С.

(Науковий керівник Лукін В.В., д.т.н., професор)

Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут»

Кольорові (триканальні) зображення часто зустрічаються і використовуються в повсякденному житті. Вони застосовуються в медичній діагностиці, дистанційному зондуванні з авіаційних носіїв і з космосу [1], численних мультимедійних додатках. На практиці усі кольорові зображення неминуче зашумлені в більшій чи меншій мірі через базовий принцип їх формування та внаслідок інших факторів.

Зазвичай припускають, що характеристики завад в усіх компонентних зображеннях є ідентичними, але на практиці це не так. Для методів покомпонентного придушення шуму адаптуватися до цього факту досить легко, але для методів тривимірної фільтрації така адаптація може бути проблематичною. Для методів тривимірної фільтрації на основі дискретного тривимірного косинусного перетворення (ДКП) характеристики фільтрації можна оптимізувати за рахунок встановлення коефіцієнту β , який використовується для встановлення порогів [2]. На рисунку 1 наведені тестові зображення, для яких моделювався шум з із значеннями дисперсії, рівними 130 для зеленої та 260 для червоної та синьої компоненти.



Рис. 1 - Базові зображення № 1, 5, 7, 9, 13, 19 та 23 з бази TID 2008

Для оцінки якості фільтрації зображень використовувалася метрика PSNR-HVS-M яка враховує систему зору людини[3]. Результати при оптимальних значеннях коефіцієнта β наведені в таблиці 1.

Табл. 1 – Порівняння результатів фільтрації

Зображення №	Тип фільтра	PSNR-HVS-M, дБ		
		R	G	B
1	2D-DCT	29,65	33,14	29,81
	3D-DCT	33,51	34,91	33,70
5	2D-DCT	30,11	33,59	30,12
	3D-DCT	32,64	35,12	32,46
7	2D-DCT	31,73	34,92	31,89
	3D-DCT	33,49	35,60	33,75
9	2D-DCT	32,18	35,09	32,05
	3D-DCT	34,64	36,03	34,53
13	2D-DCT	29,12	32,48	29,31
	3D-DCT	32,67	33,81	32,36
19	2D-DCT	31,32	34,19	31,47
	3D-DCT	33,65	35,95	33,89
23	2D-DCT	33,08	35,32	32,78
	3D-DCT	34,18	36,11	34,18

Метою даної роботи було дослідження того як коефіцієнт β впливає на результат фільтрації кольорових зображень при використанні одновимірного і багатоканального ДКП фільтрів.

З отриманих результатів видно, що, при коефіцієнтах β , на які припадає оптимальні значення метрик, в середньому для тривимірного ДКП фільтра значення метрики на 2,5дБ більше, ніж для одновимірного ДКП фільтра. З цього можна зробити висновок, що використання багатоканального ДКП фільтру є доцільним для фільтрації кольорових зображень. Але треба надати практичні рекомендації щодо коефіцієнта β , який дозволяє досягти оптимального результату при фільтрації.

Література

1. Шовенгердт Р. А.: Дистанционное зондирование: модели и методы обработки изображений. - К.: Академическая пресса, Орlando, 2006 – р. 560.
2. Цифровая обработка 2D- и 3D-изображений: учебное пособие / Н. Н. Красильников. - П.: БХВ-Петербург, 2011. - с. 608
3. Анализ эффективности методов сжатия изображений в соответствии с различными критериями качества / В. В. Лукин, Н. Н. Пономаренко, С. С. Кривенко. – М.: Радиоэлектроника и информатика, 2007. – с. 85-90.

МІКРОКОМП'ЮТЕРНА СИСТЕМА ЕКОЛОГІЧНОГО МОНІТОРИНГУ

Ренгевич Н. О.

(Науковий керівник Мозильний С. Б., к.т.н., доцент)

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Радіотехнічний факультет

Останнім часом у світі екологічна обстановка поступово стає гіршою. Одним з її факторів є якість повітря [1]. Головними параметрами якості повітря є [2]:

- Пил *PM 2.5* (норма – не більше 8-25 мкг/м.куб. [3]).
- Пил *PM 10* (норма – не більше 25-50 мкг/м.куб. [3]).
- Газ *O₃* (норма - не більше 510 *ppb* [4]).
- Газ *NO₂* (норма - до 1,05 *ppm* [5]).
- Газ *CO* (норма - до 25 *ppm* [6]).
- Газ *CO₂* (норма - до 1000 *ppm* [7]).
- Леткі органічні речовини (*VOC*) (норма - до 250 *ppb* [8])

В роботі представлена автономна система моніторингу та оцінки якості повітря за допомогою наступних сенсорів та пристроїв:

- Сенсор пилу *PMS 3003*. Даний сенсор може вимірювати одночасно два необхідних параметри: пил від 2,5 мкм до 10 мкм (*PM 2.5* та *PM 10*, відповідно) з точністю до 98%.
- Сенсор газу *O₃* - *MQ-131 LOW*. Дозволяє вимірювати вміст газу у повітрі в діапазоні 10 *ppb* ÷ 1000 *ppb* (0,01 *ppm* - 1 *ppm*) [9].
- Сенсор газу *NO₂* та *CO* – *MICS-6814*. Даний сенсор дозволяє вимірювати газ *NO₂* у межах 0.05 *ppm*-10 *ppm* та газ *CO* у межах 1 *ppm*-1000 *ppm*.
- Сенсор газу *CO₂* – *MH-Z19B*. Межі вимірювання від 0 *ppm* до 5000 *ppm*, з точністю до ± 50 *ppm* + 3%.
- Сенсор летких органічних речовин – *CCS811*. Межі вимірювання від 0 *ppb* до 1187 *ppb*.
- Аналогово-цифровий перетворювач *ADS1115*.
- *GPS U-BLOX NEO-7M*.
- *GSM/GPRS SIM800C*.
- Дисплей з підключенням *HDMI*.
- Мікрокомп'ютер *Raspberry Pi 4 model B*.

Дані з сенсорів *PMS 3003*, *MH-Z19B* та *CCS811* поступають через інтерфейси *UART* та *I2C* до мікрокомп'ютера вже у оцифрованому вигляді.

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

А дані з сенсорів *MQ-131 LOW* та *MICS-6814* передаються в аналоговому вигляді та оцифровуються за допомогою АЦП, а вже потім передаються до мікрокомп'ютера.

За допомогою програми, написаної на мові програмування *Python*, кожні 10 с мікрокомп'ютер записує дані з усіх сенсорів та *GPS* до локальної бази даних *SQLite*. Після чого за допомогою бібліотеки *Matplotlib* оновлює графіки на екрані та показує розраховану загальну оцінку якості повітря за кожним із критеріїв та узагальнений показник.

Після накопичення певної кількості даних, мікрокомп'ютер надсилає їх через *GSM/GPRS* до головного серверу. Який, в свою чергу, зберігає дані з усіх пристроїв у базі даних. Через веб-додаток можна переглянути загальну картину з певних або з усіх пристроїв на карті з часовою лінією.

Таким чином, за допомогою даної мобільної системи можна відстежувати та знаходити місця з забрудненим повітрям, а також і самі забруднювачі. При зміні норм забрудненості не важко оновити програмне забезпечення, щоб система залишалася актуально.

Література

1. *Air pollution*. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Air_pollution (дата звернення: 12.05.2021).
2. *Air pollution exposure in cities*. URL: <https://www.eea.europa.eu/media/infographics/air-pollution-exposure-in-cities/view> (дата звернення: 12.05.2021).
3. *Particulate matter (PM10 and PM2.5)*. URL: <http://www.npi.gov.au/resource/particulate-matter-pm10-and-pm25> (дата звернення: 12.05.2021).
4. *Ozone*. URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/Ozone> (дата звернення: 12.05.2021).
5. Диоксид азота (*NO₂*), его воздействие на человека и приборы, контролирующие его содержание в воздухе. URL: https://kipkomplekt.ru/jurnal/dioksid_azota.php (дата звернення: 12.05.2021).
6. *Carbon monoxide*. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Carbon_monoxide (дата звернення: 12.05.2021).
7. *Carbon dioxide*. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Carbon_dioxide (дата звернення: 12.05.2021).
8. *WHAT ARE AIRBORNE CHEMICALS (VOCs)?* URL: <https://www.airthings.com/what-is-voc> (дата звернення: 12.05.2021).
9. *Ozone Gas Sensor*. URL: <https://www.tme.eu/Document/6e5b194c14be0dabfc05afc0617ee35c/mq131low.pdf> (дата звернення: 12.05.2021).

ВИХРОСТРУМОВИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ОКИСЛЕНИХ МЕТАЛЕВИХ КОНСТРУКЦІЙ

Роганов І. А.

(Науковий керівник Піддубний В. О., к.т.н., доцент)

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

Пошук прихованих металевих об'єктів та їх ідентифікація є одним з важливих завдань в сучасній техніці. Наприклад є актуальним пошук дорогоцінних металів в гірничій справі, пошук вибухонебезпечних пристроїв в військовій справі, пошук прихованих мереж, наприклад трубопроводів, в комунальному господарстві, оцінка стану конструкцій, що піддалися корозії. Для рішення цих задач можна використовувати вихроструміві методи, основані на взаємодії електромагнітного поля з металевими об'єктами. Одним з важливих напрямків розвитку вихрострумівих пристроїв (ВСП) є розширення області їх застосування, робочої зони (глибини) виявлення та підвищення ймовірності ідентифікації виявлених об'єктів. Ці параметри ВСП визначаються побудовою приладу (антенною системою, потужністю сигналу зондування та чутливістю вхідного тракту). За звичай вони можуть бути змінені лише переробкою конструкції або навіть зміною принципу дії пристрою.

Розглянемо особливості окислених металевих об'єктів, які піддаються дії корозії. Корозія металевих матеріалів – це руйнування їх під дією впливу навколишнього середовища. Корозія може бути як суцільною, поширеною на всій поверхні виробу, так і місцевою, що охоплює лише окремі ділянки металевого об'єкту. Суцільна корозія розвивається по всій поверхні та руйнує переважно якусь одну структурну складову металу. Місцева корозія виникає на межах зерен металу, вздовж зварних швів і має вигляд крапок, плям, тріщин, раковин, спучень поверхні. Для оцінки ступеню корозійного руйнування (ГОСТ 9908-85) використовують втрату маси на одиницю площі поверхні, зміну геометричних розмірів та ступінь ураження поверхні. Іноді для цієї оцінки застосовують зміну фізико-механічних властивостей металу (електропровідності то що) [1].

Металеві конструкції, що в своєму складі мають контакти багатьох різних металевих частин, на місці зіткнення створюють структуру метал-окисел-метал (МОМ) [2], яка має нелінійну залежність струму, що через них протікає, від прикладеної напруги (рис.1) і тому може здійснювати нелінійне перетворення сигналу, що потрапляє на металевий об'єкт. Таке явище використовується в нелінійній локації для непомітного та швидкого виявлення прихованих предметів, які нелегально хочуть пронести через пункт огляду, наприклад в аеропорту, виявлення несанкціонованого виносу предметів з магазинів, контролю багажу то що. В них ефект нелінійного розсіювання

електромагнітних хвиль при взаємодії з прихованим металевим предметом – об'єктом контролю (ОК) оснований на реєстрації третьої гармоніки сигналу зондування [3].

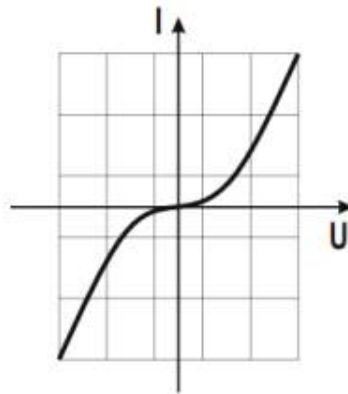


Рис. 1 – Вольт-амперна характеристика переходу «метал-окисел-метал» [3]

Вольт-амперна характеристика структури МОМ на відміну від характеристик p - n -переходу симетрична [3]. ВАХ такої структури має деякі пульсації, що пов'язані з випадковістю з'єднання металів в структурі. Крім того такі контакти мають нестійкий перехід, викликаний нерівномірністю розміщення окислів на поверхні металів.

При подачі на МОМ-перехід імпульсного сигналу з частотою f_1 в ньому виникають коливання на інших частотах. В опроміненій передавальною антеною зоні структура МОМ стає вторинним джерелом випромінювання та перевипромінює сигнал на частотах кратних f_1 . Це дозволяє приймальній антені, яка налаштована на кратні частоти, наприклад, на частоту $2 \cdot f_1$, виявити наявність окисленого ОК.

Робота пристрою основана на опроміненні об'єкту контролю імпульсним електромагнітним полем, що генерується на частоті f_1 та випромінюється передавальною антеною. При цьому певна частина випроміненої енергії взаємодіє з об'єктом та перевипромінюється на кратних гармоніках, якими не збуджується приймальна антена. Отриманий сигнал приймається та аналізується пристроєм обробки, що налаштований на сигнали кратних частот. Наявність сигналу вказує на присутність ОК. Для роботи нами вибрана друга гармоніка. Це пояснюється тим, що сигнал випромінюваний ОК на другій гармоніці за інтенсивністю більший ніж на інших. Крім того в [4,5] показано, що достовірна ідентифікація за рівнем третьої гармоніки проблематична, оскільки потужність сигналу третьої гармоніки, отриманої від структури МОМ близька до рівня третьої гармоніки отриманої від сигналів, що виникають в p - n -переходах напівпровідникових елементів, які можуть знаходитися поблизу. В нашому випадку це сигнал завади.

Пропонується ВСП (рис.2), структурна схема якого складається з двох частин – системи опромінення (зовнішнього генератора з антеною, робоча

частота 3,3 кГц) та основного пристрою виконаного в відповідності до [6] (робоча частота 6,6 кГц), яка дозволяє аналізувати окислені металеві об'єкти.



Рис. 2 – Структурна схема вихрострумowego пристрою

Таким чином в даній роботі запропонована структурна схема вихрострумowego пристрою для виявлення окислених металевих об'єктів, показано, що для створення макетного зразка ВСП необхідно розробити зовнішній генератор та антену, що працюють на частоті в два рази меншій ніж робоча частота основного пристрою. Такий ВСП може знайти використання в системах неруйнівного контролю металевих конструкцій.

Література

1. Бовсуновський А.П. Електротехнічні системи електроспоживання: Конспект лекції з дисципліни “Електротехнічні матеріали” для студ. усіх спец. ден. та заоч. форм навч. – К. НУХТ, 2007. – 103 с.
2. Кузнецов А.С., Кутин Г.И. Методы исследования эффекта нелинейного рассеяния электромагнитных волн // Зарубежная радиоэлектроника, 1985, №4, с. 41-43.
3. Козлов А.И., Колядов Д.В. Матрица рассеяния нелинейных отражателей // Научный Вестник МГТУ ГА, серия Радиофизика и радиотехника, 2004, №79, С.46-48.
4. Зінченко М.В., Во Зуй Фук, Зінковський Ю.Ф., Прокофьев М.І. Соотношения уровней гармоник рассеяного поля в нелинейной локации // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні. Науково технічний збірник. НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського». – 2017. – Вип. 1(33). – с. 111-120.
5. Зінченко М. В., Во Зуй Фук, Зінковський Ю. Ф. Дослідження спектральних характеристик розсіюючих МОМ-структур в нелінійній локації// Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. - 2017. - № 70. - с.11-16.
6. Абрамович А. О., Піддубний В. О. Нелінійний перехід метал-оксид як базовий фактор підвищення дальності роботи ідентифікатора металів // Міжн. наук.-техн. конф. «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 16 – 22 листопада 2020 р.: матеріали конф. — Київ, 2020. — С.81-84.

ОПТИМІЗАЦІЯ БЛОКУ ПЕРЕТВОРЕННЯ КОЛІРНОЇ МОДЕЛІ СИНТЕЗОВАНОЇ В ПЛІС

Саражинський В. О.

(Науковий керівник Іваннік Г. В., к.т.н., асистент)

Національний технічний університет України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”, Факультет електроніки

При розробці будь-якої системи, реалізованої в програмованих логічних інтегральних схемах (ПЛІС), нерідко виникає необхідність оптимізації з метою збільшення швидкодії пристрою. Одним з методів є розбиття розрахунків на декілька тактів, оскільки більшість систем на ПЛІС працюють синхронно. Особливо часто з проблемою швидкодії стикаються, якщо необхідно виконати певні арифметичні розрахунки, оскільки при побудові перемножувачів та подільників на порядок збільшуються затрати ресурсів та часу.

В системі контролю зображень блок перетворення колірної моделі і є таким проблемним місцем. Для перетворення інформації про колір пікселя з формату *RGB* (*Red-Green-Blue*) в *HSV* (*Hue-Saturation-Value*) необхідно виконати певну кількість арифметичних розрахунків.

Найбільш ресурсозатратною є операція ділення. Існують певні способи реалізації швидкодійних алгоритмів ділення, але й вони часто не дають бажаних результатів. Досліджено різні методи оптимізації на прикладі блоку перетворення колірної моделі *RGB* в *HSV* та порівняно їх ефективність.

Для перетворення колірної моделі треба виконати дані розрахунки:

$$H = \begin{cases} 0, \text{ якщо } MAX = MIN \\ 60 \times \frac{G - B}{MAX - MIN} + 0, \text{ якщо } MAX = R \text{ і } G \geq B \\ 60 \times \frac{G - B}{MAX - MIN} + 360, \text{ якщо } MAX = R \text{ і } G < B \\ 60 \times \frac{B - R}{MAX - MIN} + 120, \text{ якщо } MAX = G \\ 60 \times \frac{R - G}{MAX - MIN} + 240, \text{ якщо } MAX = B \end{cases}$$

$$S = \begin{cases} 0, \text{ якщо } MAX = 0 \\ 1 - \frac{MIN}{MAX}, \text{ в інших випадках} \end{cases}$$

$$V = MAX,$$

де *MAX* — максимальне значення з *R*, *G*, *B* сигналів, *MIN* — мінімальне з них, *H*, *S*, *V* — сигнали колірної моделі *HSV*.

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

Дослідження проводилось в наступні етапи:

- 1) Реалізація формул з використанням автоматичного синтезу блоків вбудованих в середовище розробки.
- 2) Розбиття складних формул на декілька частин так, щоб за один такт виконувалась одна операція (так звана конвеєризація).

Оптимізація даного типу дозволить рівномірніше розподілити розрахунки на більшу кількість тактів, що дозволить збільшити робочу частоту, хоч і збільшиться затримка вихідного сигналу.

- 3) Заміна ділення множенням на обернене число.

Створюється додатковий модуль, який в залежності від вхідного сигналу (числа) повертає завчасно обраховане обернене число (розрахунок проводиться вручну, оскільки розмірність вхідного числа фіксована, можна один раз розрахувати результат для всіх можливих варіантів та отримати матрицю обернених чисел).

- 4) Реалізація блоків пам'яті на основі логічних елементів замість вбудованих в ПЛІС блоків пам'яті.

Цей метод дозволить зменшити відстань між логічними блоками та блоками пам'яті, оскільки пам'ять синтезується на основі таких самих комірок як і логіка, внаслідок чого зменшаться затримки проходження сигналу.

Всі дослідження проведено на базі ПЛІС сімейства *Arria V - 5AGXFB1H4F35I3*. Модуль створено мовою опису апаратури *Verilog Hardware Description Language (VHDL)* в середовищі *Quartus Prime 18.1*.

Дослідження показало наступні результати (див. табл. 1):

Табл. 1 – Максимальна частота роботи модуля та кількість затрачених ресурсів ПЛІС

	Етап 1	Етап 2	Етап 3	Етап 4
F_{max}, MHz	16,64	63,35	197,2	244,26
Кількість логічних елементів	937	322	277	486
Кількість регістрів	107	169	337	351
Кількість блоків пам'яті	0	0	16384	0
Кількість DSP блоків*	0	0	4	4

**Digital Signal Processing (DSP)* блоки – швидкодійні обчислювальні блоки множення.

Дослідимо скільки ресурсів займає кожна арифметична операція окремо, для цього створимо тестові модулі, які виконуватимуть додавання, віднімання, множення та ділення двох 32-розрядних чисел (див. табл. 2).

Табл. 2 – Порівняння швидкодії та ресурсозатратності арифметичних операцій

	Додавання	Віднімання	Множення	Ділення
F_{max}, MHz	482,39	385,06	121,36	16,34
Кількість логічних елементів	30	38	478	638

Отже, ділення справді є найбільш ресурсозатратною операцією (майже в 8 разів більше часу займає ніж множення).

Перевіримо синтез пам'яті в логічних комірках в *Quartus Prime 18.1*.

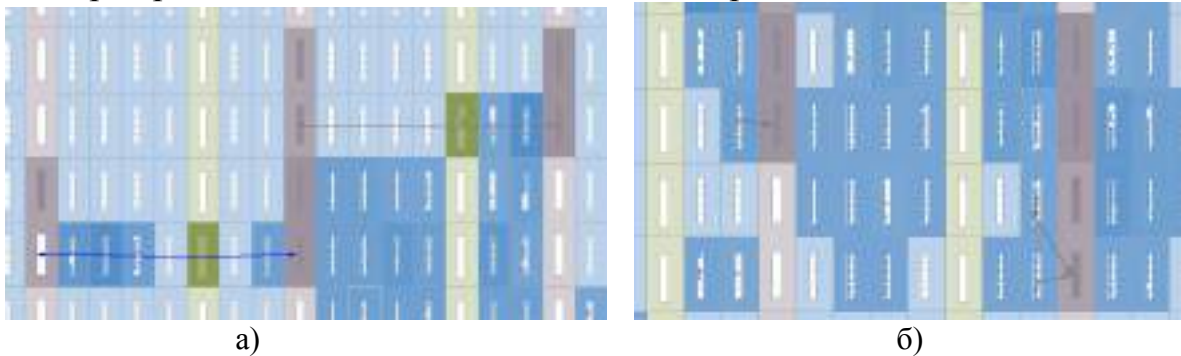


Рис. 1 – Вигляд логічних комірок ПЛІС: а) з використанням вбудованих блоків пам'яті; б) блоки пам'яті створені з логічних елементів

На *рис. 1* синім кольором зображено логічні блоки, зеленим – вбудовані блоки пам'яті, а сірим – обчислювальні *DSP* блоки. Зі збільшенням затрачених ресурсів у кожній комірці її позначено темнішим відтінком. Стрілками показано шлях проходження сигналів від блоків пам'яті до *DSP* блоків. Як бачимо, реалізуючи пам'ять на логічних елементах, є можливість розташувати її ближче до обчислювальних блоків, зменшивши таким чином затримки проходження сигналу.

Проаналізувавши результати дослідження можна зробити висновок, що для забезпечення швидкого виконання арифметичних операцій в ПЛІС необхідно усіма можливими шляхами позбуватись операцій ділення (наприклад множення на обернене число), це допоможе значно збільшити робочу частоту. Отримані дані показали, що конвеєризація схеми також дає значний приріст частоти. Варто відмітити, що внаслідок зменшення затримок проходження сигналу завдяки якомога щільнішому розташуванню логічних елементів на кристалі вдалось збільшити частоту.

Література

1. *Rgb to hsv (Verilog)*. URL: <https://www.programmersought.com/article/31054814413/> (дата звернення: 12.05.2021).
2. *Ramstyle Verilog HDL Synthesis Attribute*. URL: https://www.intel.com/content/www/us/en/programmable/quartushelp/17.0/hdl/vlog/vlog_file_dir_ram.htm (дата звернення: 12.05.2021).
3. *Analyzing and Optimizing the Design Floorplan with the Chip Planner*. URL: https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/hb/qts/qts_qii52006.pdf (дата звернення: 12.05.2021).

**ВИЯВЛЕННЯ МАЛОГАБАРИТНИХ ЦІЛЕЙ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ
ОСОБЛИВОСТЕЙ ЗОРОВОГО АПАРАТУ ЛЮДИНИ У СИСТЕМАХ
ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ**

Соколов К. А.

(Науковий керівник Жук С. Я., д.т.н., професор)

Національний технічний університет України

"Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського"

Радіотехнічний факультет

Бурхливий розвиток та здешевлення малогабаритних безпілотних літальних апаратів (БПЛА) зумовив зростання сфери їх використання. Вони можуть застосовуватися для виконання багатьох завдань як у цивільній, так і у військовій сфері. Висока мобільність та функціональність, можливість різноманітної комплектації — ось основні переваги БПЛА, які дають можливість їх гнучкого запровадження та інтеграції у різноманітні галузі. Гостро постає актуальна задача відслідковування малих БПЛА для створення безпечної обстановки на ключових об'єктах інфраструктури та не тільки. Задля виконання поставлених задач можна застосовувати низку класичних та новітніх підходів, задіювати радіо-, аудіо-, інфрачервоний- та відеоканали.

Один з найдоступніших шляхів отримання інформації щодо наявності цілі в певній точці простору це використання відеоканалу. Системи технічного зору (СТЗ) призначені для сприйняття технічними засобами візуальної інформації про навколишнє середовище в різних спектральних діапазонах, а також для обробки і аналізу зображень з метою подальшого вирішення завдання класифікації об'єктів. Обробка візуальної інформації полягає в отриманні деякого уявлення про сцену та її відображення, у формуванні опису об'єкта спостереження для подальшої класифікації. Опис повинен, з одного боку, містити всю суттєву інформацію про спостережуваний об'єкт, а з іншого - забезпечувати якісну обробку зображень з мінімальними часовими витратами [1].

Існують багато методів детекції та слідкування, що застосовуються в СТЗ (Computer Vision). Але найбільш перспективними є методи, які встановлюють аналогію між людським сприйняттям візуальної інформації і машинним. В контексті системного аналізу людина розглядається як складна (навіть надскладна) система з високим рівнем організації, яка складається з елементів різних типів і володіє різноманітними зв'язками між ними [8]. Зір та візуальне сприйняття людини також є складною підсистемою, структурне та функціональне відтворення даної системи технічними засобами є перспективною задачею.

Наукою, прикордонною між біологією і технікою, що вирішує інженерні завдання з урахуванням аналізу структури і життєдіяльності організмів є

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

біоніка. Вона вивчає закони формування і структуроутворення живої природи, щоб об'єднати пізнання біології і техніки для вирішення інженерно-технічних завдань. Основна ідея цієї науки: «Природа і люди будують за одними і тими ж законами, дотримуючись принципу економії матеріалу і підбираючи для створюваних систем оптимальні конструктивні рішення (перерозподіл навантаження, стійкість, економію матеріалу, енергії)» [2].

Окремим розділом СТЗ є методи виявлення руху за допомогою особливих ознак. Дана група методів дозволяє відслідковувати як окремі об'єкти, так і визначати оптичний потік. Серед безлічі ознак виокремлюють підгрупу бінарних ознак. Дана група має дескриптори (спеціальні багатомірні вектори), що є двійковими послідовностями, які дуже ефективно порівнюються за допомогою відстані Хеммінга [6].

Ознаки FREAK (Швидкі ключові точки на основі структури сітківки) використовують як функціональні (рис.1) так і фізіологічні особливості будови людського ока (рис.2) [3].

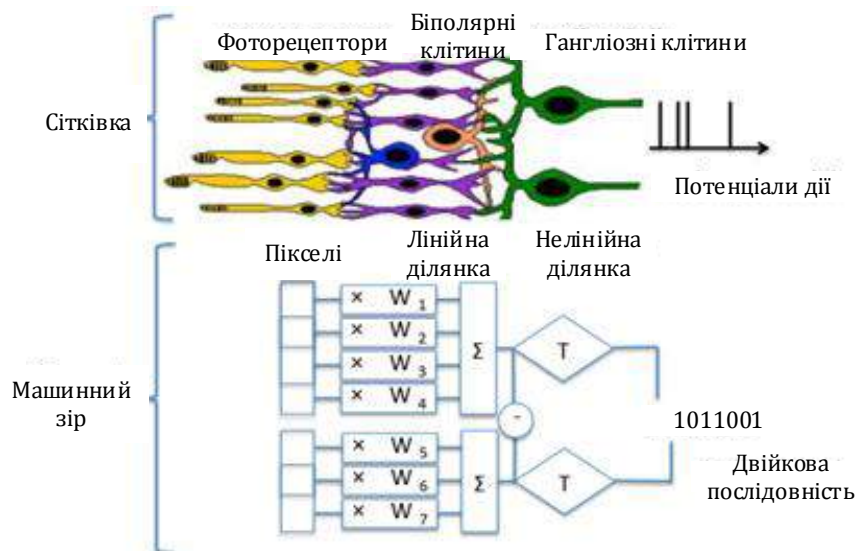


Рис. 1 – Аналогія функціональних особливостей зорового апарату

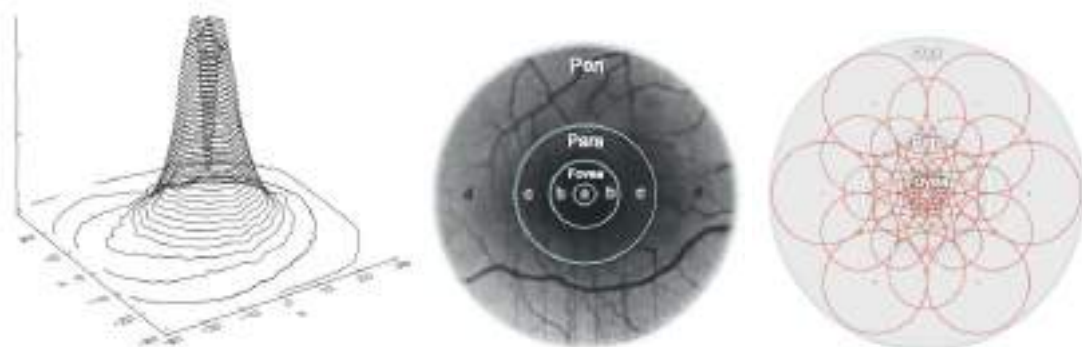


Рис. 2 – Аналогія фізіологічних особливостей зорового апарату

Рецепторною поверхнею є сітківка ока. Рецепторами в сітківці служать клітини - палички і колбочки, що містять чутливі до світла речовини

фотопігменти, що розкладаються під дією фотонів і запускають тим самим електричну реакцію рецепторів. З віддаленням від геометричного центру зростає концентрація паличок і падає кількість колб, що припадають на одиницю площі сітківки. Колбочки і палички утворюють цілу мережу зв'язків (рис. 1) з двома іншими верствами клітин, розташованих попереду шару рецепторів, - спочатку з біполярними клітинами, а потім з гангліозними клітинами (область скупчення нейронів), які забезпечують передачу електричного сигналу від однієї клітини до іншої і їх передачу в зоровий нерв [7]

В роботах [3], [4] розглядаються нейронні та фізіологічні процеси у зоровому апараті людини. Дескриптор FREAK повторює структуру сітківки ока людини (рис. 2). Елементи сітківки, у вигляді кіл, розміщені згідно з рецептивними полями гангліозних клітин. Сам дескриптор FREAK нагадує BRISK [5], з наступним особливостями: рецептивні поля перетинаються, а їх розмір збільшується експоненційно зі зростанням відстані до центра ознаки. Кожне коло відповідає ядру фільтра Гауса і згладжує зображення у відповідному рецептивному полі. Значення дескриптора розраховується шляхом обчислення різниць між парами рецептивних полів [6].

Дослідження особливостей зорового сприйняття людини дозволить покращити вже існуючі та створити нові методи виявлення та відслідковування об'єктів на зображенні. Наступним важливим етапом опісля виявлення об'єкта є його класифікації. Запропонована аналогія також має на меті вирішення цієї задачі у подальших дослідженнях.

Література

1. A. S. Tuzhilkin, "Development and research of the algorithm search of the singular points position in the aircraft vision systems," J. «Almaz – Antey» Air Sp. Def. Corp., no. 1, pp. 86–92, 2018, doi: 10.38013/2542-0542-2018-1-86-92.
2. A. A. Chizhov, "Bionics as the New Required Vector of Development," Interact. Sci., no. 9 (55), Dec. 2020, doi: 10.21661/r-552948.
3. A. Alahi, R. Ortiz, and P. Vandergheynst, "FREAK: Fast Retina Keypoint," in 2012 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, Jun. 2012, pp. 510–517, doi: 10.1109/CVPR.2012.6247715.
4. G. D. Field et al., "Functional connectivity in the retina at the resolution of photoreceptors," Nature, vol. 467, no. 7316, pp. 673–677, 2010, doi: 10.1038/nature09424.
5. S. Leutenegger, M. Chli, and R. Y. Siegwart, "BRISK: Binary Robust invariant scalable keypoints," in 2011 International Conference on Computer Vision, Nov. 2011, pp. 2548–2555, doi: 10.1109/ICCV.2011.6126542.
6. Варфоломеев А.Ю. Методи та алгоритми автоматичного відслідковування об'єктів на відеопослідовностях: монографія / А.Ю.Варфоломеев. — К.: КІМ, 2013. — 112 с.: іл.
7. Прокопенко В. Т. Психология зрительного восприятия: Учебное пособие / В. Т. Прокопенко, В. А. Трофимов, Л. П. Шарок. — СПб: СПбГУИТМО, 2006. — 73 с.
8. Сурмин Ю. П. Теория систем и системный анализ: Учеб. пособие / Ю. П. Сурмин. — Киев: МАУП, 2003. — 368 с.: Библиогр. в конце глав.

ОПТОЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ КРОВІ

Стативка І. Д., бакалавр

(Науковий керівник Богомолів М. Ф., к.т.н., доцент)

*Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
Факультет біомедичної інженерії*

Аналіз крові відіграє важливу роль у діагностиці різноманітних захворювань та патологічних станів організму. В умовах пандемії COVID-19 актуальним питанням є розробка діагностичних методів та приладів для забезпечення швидкого отримання результатів тестування.

Найпоширеніші методи аналізу крові передбачають проведення тестування *in vitro*. Такий метод потребує отримання мазків крові шляхом здійснення її забору з пальця або вени. Для такого типу досліджень у якості експрес-методу застосовують спекл-інтерферометрію [1].

Спекл-інтерферометрія є одним з методів просторової інтерферометрії, що заснований на аналізі зернистої структури зображення об'єкта. Спекл-структура утворюється в результаті розподілу інтенсивності когерентного світла, яке відбивається від шорсткої поверхні, нерівності якої є співрозмірними з величиною довжини хвилі світла, або когерентного світла, яке пройшло через середовище з випадковими флуктуаціями показника заломлення [2].

Такий метод дозволяє досліджувати процес коагуляції та мікроцеркуляції крові. Отримання спекл-картини відбувається шляхом опромінення мазків крові лазерними діодами з різними довжинами хвиль. Кров має неоднорідну структуру, вона складається з плазми та формених елементів, які мають різну поглинаючу та розсіювальну здатність. Завдяки цьому формується спекл-патерн. Оцінка результатів відбувається шляхом спостереження швидкості зміни контрастності та фрактальності отриманих патернів. В роботі [3] представлена принципова схема оптичного приладу для отримання спекл-картин (*рис. 1*).

В якості джерел випромінювання використовуються три лазерні діоди, з довжинами хвиль 450 нм, 532 нм та 650 нм, та джерело білого світла. Випромінювання проходить крізь фільтр PF1, який забезпечує лінійну поляризацію світла, а регуляція інтенсивності відбувається за рахунок проходження через фільтр PF2. Світло, що пройшло крізь шар крові, фіксується камерою, мікроскоп збільшує отриману картину в 180 разів. Аналіз спекл-картин проводиться за допомогою комп'ютера [3].

Але такий метод потребує інвазивного втручання, що значно ускладнює процес проведення аналізу та впливає на швидкість отримання результатів. Провідними напрямом в розвитку діагностичного обладнання є отримання

спекл-картин неінвазивним шляхом.

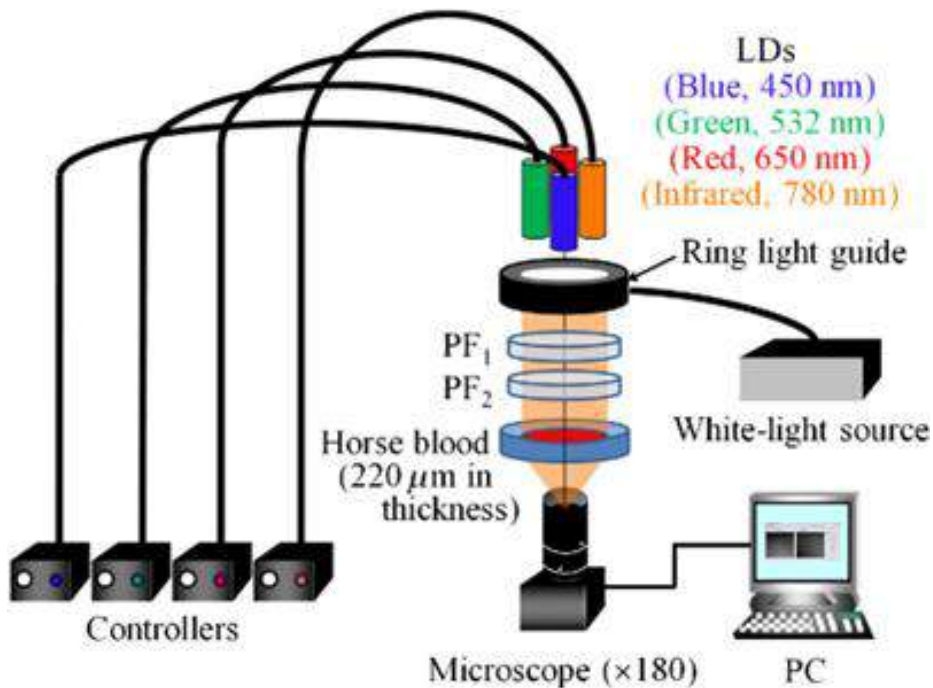


Рис. 1 – Принципова схема оптичної системи для отримання спекл-картини

У роботах [4] та [5] розглянуто лазерну діагностику організму за мікроваскулярними зображеннями шкіри. Розвиток експериментальних установок представлених у даних роботах направлений на створення їх модифікації для можливості здійснення аналізу використовуючи палець людини. Запропонована оптична схема вимірювання та фіксації біоспеклів шкіри зображена на рисунку 2.

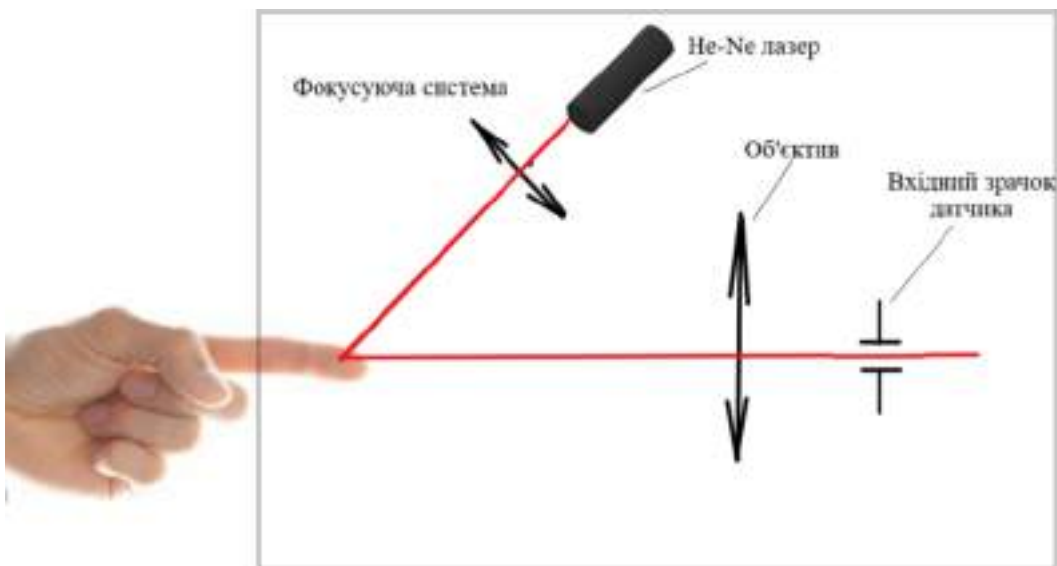


Рис. 2 – оптична схема вимірювання біоспеклів шкіри

Випромінювання лазера проходить крізь фокусуючу систему та

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

направляється на ділянку шкіри, поміщеної в апарат. Зворотнє випромінювання, що повертається шкірою потрапляє на об'єктив та фіксується датчиком зміщення спеклів, який передає отриману інформацію на ПК [4].

Така установка дозволить здійснювати швидкий аналіз крові у медичних закладах та у місцях громадського користування (наприклад в аеропортах), для оцінки стану пацієнта. Проведення аналізу в умовах *in vivo* дає можливість оцінити в'язкість циркулюючої крові пацієнта за концентрацією білків у її плазмі та гематокритом. Для мілких судин, таких як капіляри, слід враховувати також лінійну швидкість та ефект Фареуса-Ліндквіста.

Таким чином в даній роботі було проведено аналіз існуючих методів аналізу крові за допомогою спекл-зображень, виявлено їх недоліки та визначено напрямки подальшого вдосконалення обладнання, запропоновано нову оптичну схему для вимірювання біоспеклів шкіри пальця.

Література

1. МЕДИЧНА І БІОЛОГІЧНА ФІЗИКА: Навчальний посібник для студентів спеціальності 222 «Медицина»/ Е.І. Сливко, О.З. Мельнікова, О.З.Іванченко, Н.С. Біляк. – Запоріжжя, 2018. – с. 30-42
2. Рябухо В. П. СПЕКЛ-ИНТЕРФЕРОМЕТРИЯ [Електронний ресурс] / В. П. Рябухо // СОРОСОВСКИЙ ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЙ ЖУРНАЛ. – 2001. – Режим доступу до ресурсу: http://optics.sgu.ru/_media/library/education/speckle_interferometry.pdf.
3. Uozumi J. Analysis of blood coagulation process based on fractality and dynamic characteristic of laser speckle pattern [Електронний ресурс] / J. Uozumi, Y. Aizu, N. Yokoi. – 2018. – Режим доступу до ресурсу: <https://www.spiedigitallibrary.org/journals/journal-of-biomedical-optics/volume-24/issue-03/031018/Analysis-of-blood-coagulation-process-based-on-fractality-and-dynamic/10.1117/1.JBO.24.3.031018.full?SSO=1>.
4. Шебалин А. ЛАЗЕРНАЯ МЕДИЦИНСКАЯ ДИАГНОСТИКА СОСТОЯНИЯ ОРГАНИЗМА ПО БИОСПЕКЛАМ КОЖИ [Електронний ресурс] / А. Шебалин // ФОТОНИКА. – 2008. – Режим доступу до ресурсу: https://www.photonics.su/files/article_pdf/2/article_2601_0.pdf.
5. Anthony J Deegan. Microvascular Imaging of the Skin [Електронний ресурс] / Anthony J Deegan, Ruikang Wang // Physics in Medicine and Biology. – 2019. – Режим доступу до ресурсу: https://www.researchgate.net/publication/330451590_Microvascular_Imaging_of_the_Skin.

ДОСЛІДЖЕННЯ ОСОБЛИВОСТЕЙ РОЗМІЩЕННЯ ДІАФРАГМ В КАНАЛІ ФЛОКЕ ХВИЛЕВОДНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ

Трахтман Є.Ю.

(науковий керівник Магро В.І., канд. фіз.-мат. наук, доцент)

Дніпровський національний університет імені Олеся Гончара, Факультет фізики, електроніки та комп'ютерних систем

Метало-діелектричні структури можуть використовуватись в різних мікрохвильових пристроях. Такі метало-діелектричні структури використовують в мікросмужкових лініях [1], наприклад для зміни величини сталої поширення в лини, для зміни смуги пропускання мікросмужкової лінії. Метало-діелектричні структури можуть розташовуватися поблизу випромінюючої щілини в хвилеводі [2]. Потребує додаткового дослідження вплив метало-діелектричної структури, яка знаходиться в ближній зоні хвилеводної антенної решітки [3]. Розглянемо детально метало-діелектричну структуру в каналі Флоке (рис. 1, а). Частковим випадком такої структури є діафрагма, що розташована на деякій відстані від решітки (рис. 1, б).

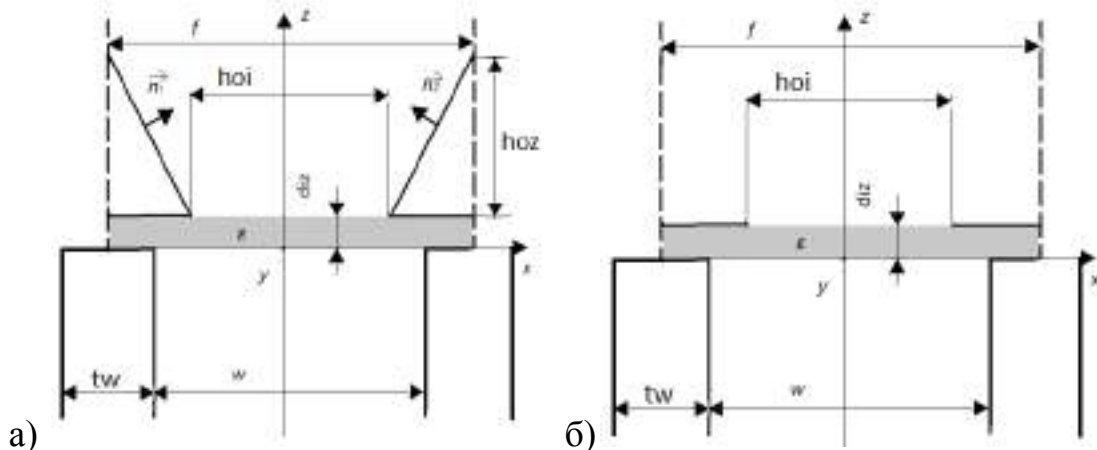


Рис. 1 – Одинична комірка нескінченної хвилеводної антенної решітки:

а) метало-діелектрична структура в каналі Флоке; б) діафрагма на деякій відстані від решітки

На основі розробленого алгоритму розрахунку [3] складена математична модель та детально досліджено вплив відстані розташування металевіої діафрагми (рис. 1, б) на значення модуля коефіцієнта відбиття в хвилеводі. Для випадку, коли $f=ho_1$ (рис. 1, б) отримано граничний перехід до нескінченної антенної решітки. Результати розрахунку для цього випадку співпадають з результатами роботи [4], що підтверджує коректність розробленого алгоритму розрахунку. Проведено дослідження діафрагм, які розташовані на відстанях $d_{1z}=\lambda, \lambda/2, \lambda/4, \lambda/8, \lambda/16$. При цьому значення діелектричної проникності діелектрика, який підтримував діафрагму становило $\epsilon=1$.

Виконано розрахунок решіток з нескінченно тонкими стінками і зі

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

стінками скінченої товщини $tw=0.02, 0.063, 0.12$. Отримано, що збільшення загальної товщини стінок призводить до збільшення значення модуля коефіцієнта відбиття падаючої хвилі в хвилеводах.

Загальні тенденції в поведінці модуля коефіцієнта відбиття для випадків $diz=\lambda/16$ та $diz=\lambda/8$ наведено на *рис. 2*.

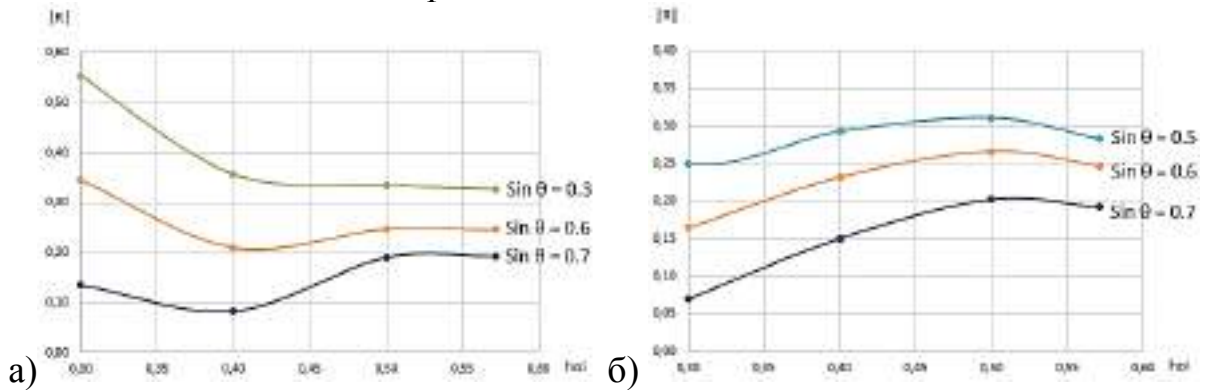


Рис. 2 – Залежність модуля коефіцієнта відбиття (R) від ширини діафрагми при різних кутах сканування для товщини шару діелектрика а) $\lambda/16$; б) $\lambda/8$

Таким чином, в даній роботі виконано дослідження впливу відстані розташування діафрагми на значення модуля коефіцієнта відбиття в хвилеводі. Показано, що серед розглянутих відстаней розташування діафрагми слід віддавати перевагу відстані $diz=\lambda/8$. Це є справедливим як для решітки з нескінченно тонкими стінками, так і для решітки зі стінками скінченої товщини ($tw=0.02$).

Література

1. Vahidek R. Accurate hybrid-mode finline configurations including analysis of various multilayered dielectrics, finite metallization thickness, and substrate holding grooves // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1984. – Vol. 32. – No. 11. – P. 1454 – 1460.
2. Крыжановский К.Г. Анализ волноводно-щелевой линии передачи с прямоугольной метало-диэлектрической вставкой в щели // К.Г. Крыжановский, Ю.В. Рассохина // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2008. – №. 5. – С. 72 – 78.
3. Morozov V.M. Infinite linear waveguide antenna array with metal-dielectric structures in the “Floquet channel” / V.M. Morozov, V.I. Magro, E. Yu. Trakhtman // Journal of Physics and Electronics. – 2020. – Vol. 28 (1). – P.91–96.
4. Amitay N. Theory and analysis of phased array antennas / N. Amitay, V. Galindo, C. Wu. – New York: Wiley-Interscience, 1972. – 462 p.

ІНДИКАТОР ПРИХОВАНОЇ ПРОВІДКИ В БУДІВЕЛЬНИХ КОНСТРУКЦІЯХ

Ходаницький О. О.

(Науковий керівник Піддубний В. О., к.т.н., доцент)

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

Найбільш небезпечними для людини є електрична мережа частотою 50 Гц та напругою 220 В. Тому будівельникам потрібно чітко уявляти де проходять ці комунікації та чи знаходяться вони під напругою. Для виявлення напруги, за звичай, користуються контактними індикаторами, які використовуються як для перевірки напруги в розетці так і для перевірки напруги в електричних мережах приміщень.

Використання звичайних контактних індикаторів обмежено необхідністю безпосереднього контакту індикатора з проводкою. Якщо провідник знаходиться у бетоні чи стіні з іншого матеріалу, то контактний індикатор не може виконати свою функцію – перевірити наявність напруги в дротах. Крім контактних існують також безконтактні індикатори проводки, наприклад, безконтактний індикатор прихованої проводки Testboy 110, 12-1000V AC [1]. Безконтактні індикатори дозволяють виявити місцезнаходження проводки без безпосереднього контакту з нею а потім прийняти рішення про необхідні роботи. Їх недоліком є висока вартість, так наприклад детектор з LCD дисплеєм Smart Sensor AR906 [2] фірми Бош коштує 949 грн., що не дозволяє всім бажаючим його придбати. Тому розробка дешевого аматорського приладу доступного для легкого повторення є актуальною.

Аматорські прилади достатньо широко описуються в Інтернеті. Так наприклад в [3] даються посилання на сучасні промислові детектори та описано декілька конструкцій саморобних приладів. Саморобні прилади описані в цьому джерелі мають характеристики близькі до характеристик промислових приладів (наприклад UNI-T UT387A, що дозволяє знаходити електропроводку на глибині близько 20 мм та має звукову індикацію виявлення), але набагато дешевші та при певних радіоаматорських навиках дозволяють виготовити їх самостійно. В роботі [3] наводяться дві конструкції таких приладів. Перша дозволяє працювати з мережею, що знаходяться під напругою, але не дозволяє хоча б орієнтовно визначити глибину залягання провідника. Другий пристрій дозволяє працювати при відключеній мережі 220 В та визначити місце обриву провідників. Він відрізняється тим, що в ньому в якості джерела збудження проводки використовується не напруга 220 В 50 Гц а додатковий зовнішній низькочастотний генератор. Це дозволяє шукати приховану проводку та дефекти в ній без ввімкнення мережевої напруги. Однак глибину залягання електричних дротів визначити також не можливо.

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

Нами пропонується розширити можливості приладів додавши функцію визначення глибини залягання прихованої проводки. Прилад (рис.1) складається з двох блоків – приймача сигналу наводки та генератора НЧ сигналу, який використовується при виявленні проводки, що не підключена до мережі. Приймач має приймальну антену, підсилювач напруги, регулятор чутливості, компаратор та індикаторний пристрій.



Рис. 1 – Структурна схема дистанційного індикатора напруги

Електричні схеми приймача та генератора зібрані по аналогії зі схемами описаними в [3] але схема приймача доповнена регулятором чутливості (рис.2).

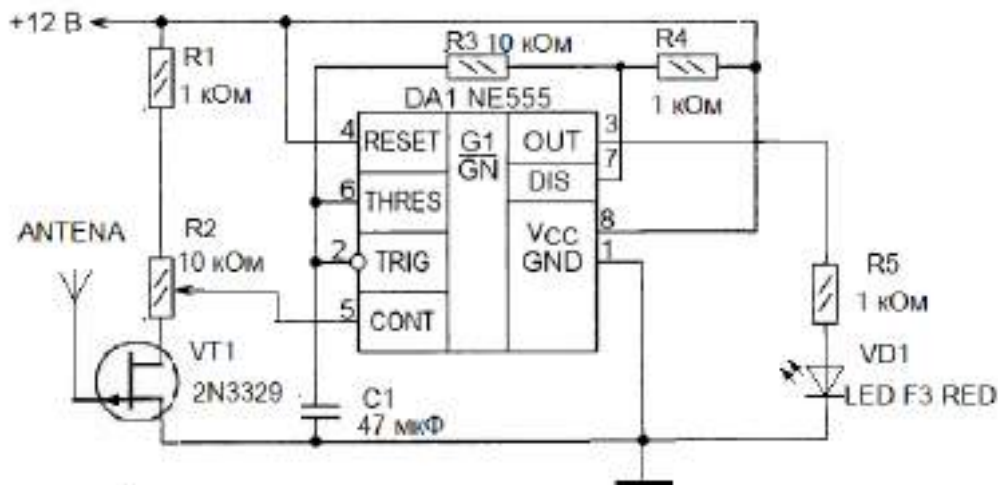


Рис. 2 – Електрична принципова схема приймача сигналу

Приймач зібрано на таймері NE555. Особливістю ввімкнення таймера в схемі є регулювання порогу спрацювання компараторів мікросхеми, для чого використовується вивід 5 мікросхеми [4]. На цей вивід подається напруга

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

зміщення, яка регулює поріг спрацювання. Величина напруги залежить від струму, який протікає через польовий транзистор, що виконує роль датчика та підсилювача електромагнітного поля, яке наводиться в антені (мідний ізольований провід довжиною товщиною 1 мм та довжиною 100 мм). Для забезпечення транзистора від випадкової пробою використано *p*-каналний польовий транзистор з регульованим *p-n* переходом типу 2N3329, до заслону якого підключена антена. Індикатором служить світлодіод, що працює в видимому діапазоні спектру.

Схема генератора аналогічна описаній в [3] та відмінностей не має.

Робота з приладом проводиться наступним чином. Індикатор чутливості, який попередньо відкалібрований по глибині залягання дроту, встановлюється на максимальну чутливість. Приймальна антена підноситься до поверхні об'єкту, що сканується, та переміщується по його поверхні до появи сигналу на світлодіоді. Потім зменшується чутливість до припинення його миготіння. Позначки на регуляторі чутливості покажуть орієнтовну глибину залягання проводки.

Якщо нам потрібно виявити дріт, на який не подається напруга, то до нього під'єднуємо генератор сигналу, так щоб цей дріт був його навантаження. Вмикаємо генератор та скануємо досліджувану поверхню до виявлення місця знаходження провідника. Глибину залягання визначаємо за положенням регулятора чутливості.

Таким чином в роботі запропоновано індикатор прихованої в будівельних конструкціях проводки, який можна використовувати для її виявлення, що знаходиться як під змінною напругою так і без. Пристрій може застосовуватись в електротехнічній практиці забезпечуючи зручність при виявленні прихованої проводки при ремонтних роботах чи різних механічних діях з закритими для огляду об'єктами без використання дорогих промислових приладів.

Література

1. Пошук прихованої проводки: індикатор безконтактний Testboy 110, 12-1000V AC. [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://elektrovoz.com.ua/ua/poshuk-prihovanoi-provodki-indikator-bezkontaktnij-testboy-110-12-1000v-ac.html>. Останній вхід 29.04.2021.
2. Детектор скрытой проводки и металла с LCD дисплеем Smart Sensor AR906. [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: https://rozetka.com.ua/260759396/p260759396/?gclid=CjwKCAjwj6SEBhAOEiwAvFRuKNtsKACiTw39MMJkxJOjZ2GyxRk01QKveJS3xR3XZCptPB91-V86qBoCuXUQAvD_BwE. Останній вхід 29.04.2021.
3. Схемы лучших самодельных детекторов скрытой проводки. [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <http://elektt.blogspot.com/2018/10/detektor-skrytoj-provodki.html>. Останній вхід 29.04.2021.
4. Использование вывода 5 таймера NE555. [Електронний ресурс]. Доступно за посиланням: <https://meandr.org/archives/34927>. Останній вхід 29.04.2021.

РОЗРОБКА ТА ОПТИМІЗАЦІЯ НВЧ-ПРИСТРОЇВ ІЗ РОЗШИРЕНИМИ ФУНКЦІОНАЛЬНИМИ МОЖЛИВОСТЯМИ

Шарпан Я. Е.

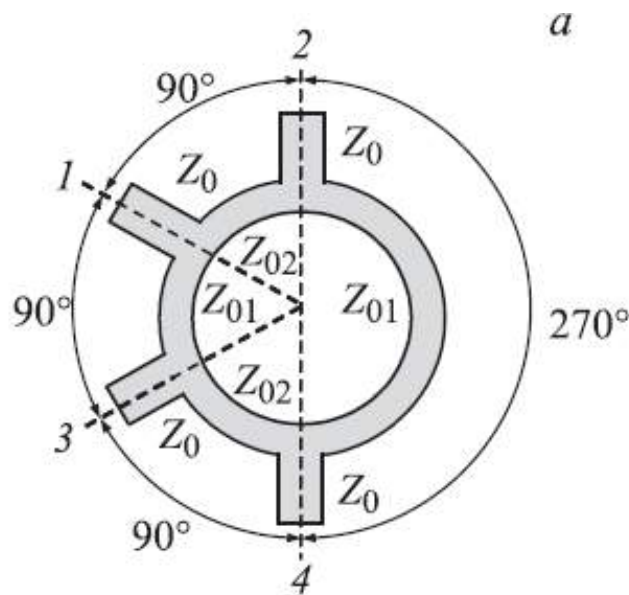
(Науковий керівник – к.т.н., доц. Забегалов І.В.)

Сумський державний університет

Сьогодні розробка класичних НВЧ пристроїв, таких як різного роду поляризаційні пристрої: на основі пластин [1], діафрагм [2], штирів [3] не дають можливість розширити їх властивості. Тому активно розвиваються штучні лінії передачі, що мають властивості мета матеріалів [4] діляться на: лінії передачі із додатною фазою та груповою швидкістю [5] – лінія: с додатною дисперсією (ЛПДД); лінія передачі з від’ємною фазовою швидкістю та додатною фазовою швидкістю [6] – лінія передачі з від’ємною дисперсією (ЛПВД).

Використання ЛПДД та ЛПВД дозволяє здійснити розробку НВЧ-пристроїв із розширеними функціональними можливостям и або принципово новими властивостями для використання їх в сучасних системах телекомунікації. Особливості НВЧ-пристроїв на основі ліній передачі з додатною та від’ємною дисперсією подані детально в джерелах [7, 8].

Конструкція гібридного кільця, що виконане на основі мікросмушкових ліній на діелектричній підкладці зображена на рис. 1, а. Гібридне кільце – це синфазно-протифазний спрямований відгалужувач.



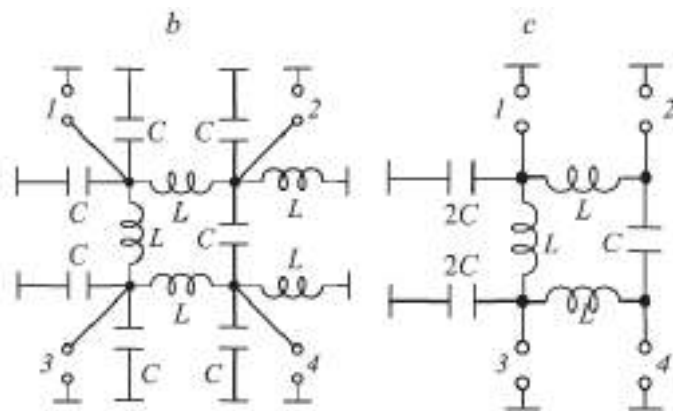


Рис. 1. Конструкція пристрою

Відстань між сусідніми входами в гібридне кільце задає фазовий зсув хвилі, що пробігає по гібридному кільцю, що дорівнює або -90° , або -270° . Геометрично це відстань між сусідніми входами вздовж гібридного кільця складає відповідно $\lambda/4$ або $3\lambda/4$, таким чином повна довжина кільця дорівнює 1.5λ (λ – довжина хвилі в лінії). Замінімо відрізки довгих ліній, маючих відповідно довжину $\lambda/4$ або $3\lambda/4$, на секції, що утворені індуктивними та ємнісними елементами. При цьому секції, що мають довжину $\lambda/4$, замінюють секцією ЛПДД з електричною довжиною 90° , а секцію, що має довжину $3\lambda/4$, замінюють секцією ЛПВД з від’ємною електричною довжиною -90° . Отже, фазовий зсув в лінії довжиною 270° та фазовий зсув у лінії довжиною -90° еквівалентні. На рис. 1, *b* вказані три секції, що утворені ЛПДД, та одна секція, утворена ЛПВД. Врахуємо, що $-i\omega C = 1/(i\omega L)$ на центральній частоті. Це означає, що провідності паралельно з’єднаних реактивних елементів в точках увімкнення входів 2 та 4 дорівнює нулю.

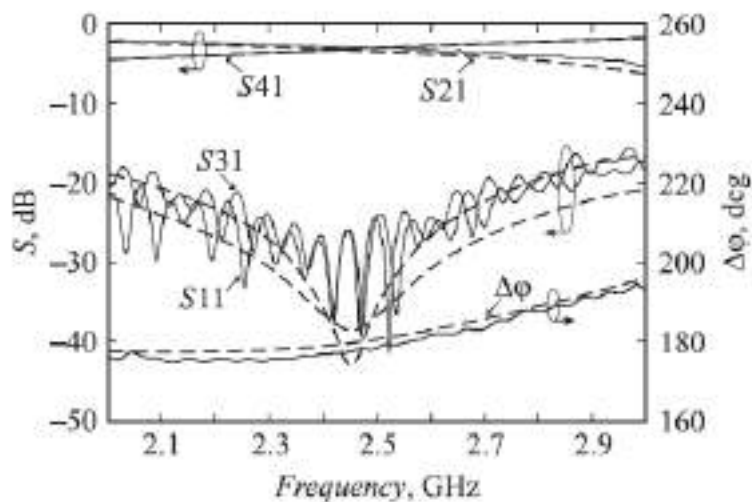


Рис. 2. Залежність S-параметрів від частоти

Дослідні характеристики та результати електродинамічного дослідження наведені на рис. 2. У смузі частот 2.2–2.7 ГГц (20%) нерівномірність поділу потужності не перевищує ± 1 дБ, коефіцієнт відбиття по входу та розв'язка не гірше -20 дБ, внесені втрати не більше 0.2 дБ. Різниця фаз між вихідними сигналами у протифазному режимі лежить у межах 179 – 187° .

Отже, розміри спрямованого відгалужувача можна додатково зменшити за рахунок не використаних можливостей технології. Оскільки основну площину підложки займають електроди конденсаторів, їх зменшення має значним чином вплинути на габарити пристрою. Ефективним способом зменшення площі конденсаторів є використання діелектричних паст із високим значенням відносної діелектричної проникності.

Література

1. Cano J. L. On the accurate full characterization of septum polarizers through simple amplitude measurements in back-to-back configuration / J. L. Cano, A. Mediavilla // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2021. – Vol 69, no. 1. – pp. 179-188, doi: 10.1109/TMTT.2020.3020639.
2. Bulashenko A.V. Optimization of a polarizer based on a square waveguide with irises / A.V. Bulashenko, et al. // *Science-Based Technologies*. – 2020. – Vol. 47, No. 3. – pp. 287–297. (in Ukrainian), doi: 10.18372/2310-5461.47.14878.
3. Bulashenko A.V. Compact waveguide polarizer with three antiphase posts / A.V. Bulashenko, et al. // *Visnyk VPI*. – 2020. – Vol. 5. – pp. 97–104. [In Ukrainian], doi: 10.31649/1997-9266-2020-151-5-97-104.
4. Amiri M. Review on metamaterial perfect absorbers and their applications to IoT / M. Amiri, F. Tofigh, N. Shariati, J. Lipman and M. Abolhasan // *IEEE Internet of Things Journal*. – 2021 – vol. 8, no. 6. – pp. 4105-4131, doi: 10.1109/JIOT.2020.3025585.
5. Landy N. I. Perfect metamaterial absorber / N. I. Landy, S. Sajuyigbe, J. J. Mock, D. R. Smith, and W. J. Padilla // *Physical review letters*. – 2008. – Vol. 100, no. 20. – p. 207402.
6. Yao L.-F. On the miniaturization of polarization insensitive wide angle metamaterial absorber / L.-F. Yao, M.-H. Li, X.-M. Zhai, H.-B. Wang, and J.-F. Dong // *Applied Physics*. – 2016. – Vol. 122, no. 2. – p. 61.
7. Carignan L. P. Moldable polymer/ferrite composite and application to an integrated CPW tunable phase shifter / L. P. Carignan, T. Kodera, D. Menard et al. // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. - 2009. - Vol. 19, No. 4. - P. 206-208.
8. Camley R. E. High-frequency signal processing using magneticlayered structures / R. E. Camley, Z. Celinski, T. Fal, A. V. Glushchenko, A. J. Hutchison, Y. Khivintsev et al. // *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. - 2009. - No. 321 - P. 2048-2054.

ВИЗНАЧЕННЯ СЕРЕДНЬОГО ЧАСУ ВСТАНОВЛЕННЯ З'ЄДНАННЯ В МЕРЕЖІ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Янковський І. Д.

(Науковий керівник Лісовий І.П., д.т.н., професор)

*Державній університет інтелектуальних технологій і зв'язку,
м. Одеса, Україна*

Мобільні мережі, на відміну від стаціонарних, схильні до різких змін інформаційного та сигнального навантаження, що виникають в результаті непередбачених переміщень мобільних абонентів по зонах покриття мережі. Такі зміни навантаження негативно впливають на якісні показники роботи мережі і, як наслідок, до значного зниження доходів.

Оскільки одна з основних функцій транспортної або транзитної мережі - передача розмовного, мультимедійного і сигнального трафіку між в мережах операторів мобільного зв'язку, приєднаних до ТМ, то зміни інформаційного та сигнального навантаження на цих мережах, відображаються і на ТМ (зокрема - на її якісних показниках). Необхідна якість обслуговування викликів може бути забезпечена тільки при використанні ефективних методів управління навантаженням і перевантаженнями, що виникають на мережі.

Алгоритми встановлення з'єднань які застосовуються на мережах стільникового зв'язку передбачають попереднє резервування сигнальних каналів на час встановлення з'єднання і розмовних каналів на час очікування відповіді абонента, що призводить до непродуктивних витрат ресурсів мережі. У зв'язку з цим, виникає завдання підвищення ефективності використання пропускнуєї спроможності мережі стільникового зв'язку [2, 3].

Припустимо, що між вузлами розподілу інформації мережі (BP) BP_f та BP_n розповсюджується пуассонівський потік викликів інформаційної (IM) та сигнальної (SM) мереж. Нехай t_i і t_c - середній час заняття одним викликом інформаційного та сигнального трактів розподілені за степеневим законом.

Якщо сигнальний тракт (CT) складається з одноканальних ланок сигналізації (SL) то його можна розглядати як систему масового обслуговування ($СМО$) типу $M/M/1$, а інформаційний тракт (IT), в якому для обслуговування потоку заявок необхідно V розмовних каналів - як $СМО$ типу $M/M/V$ [1].

Складові часу передачі сигнального повідомлення (MSU) трактом передачі наведено на рис. 1.

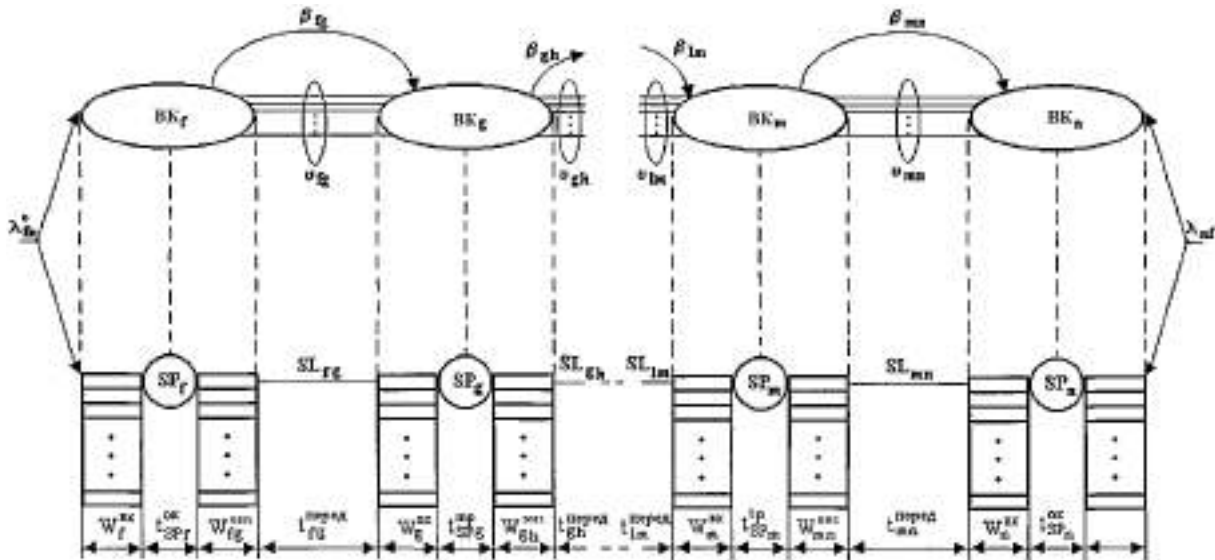


Рис. 1. Складові часу передачі сигнального повідомлення сигнальним трактом

Час передачі повідомлення (MSU) сигнальним трактом визначимо з виразу:

$$t_{MSU} = (k-1)t_{SP}^{транз} + 2t_{SP}^{ок} + k(t^{перед} + t^{позн}) + \sum_{i=1}^{k+1} W_i^{ex} + \sum_{j=1}^k W_{ij}^{eux} \quad (1)$$

де: $t_{SP}^{транз}$ - середній час обробки MSU в транзитному пункті сигналізації ($SP^{тр}$); $t^{перед}$ - середній час передачі MSU по ланці сигналізації, $t^{позн}$ - час розповсюдження сигнального повідомлення каналом сигналізації; W_{ij}^{eux} - час очікування MSU в черзі на передачу по каналу сигналізації.

Припустимо експоненційний розподіл проміжків часу між надходженням MSU тоді середнє значення часу їх обробки визначається виразом:

$$t_{SP}^{транз} = Z \frac{1 - e^{-\lambda\tau}}{\mu_{mp}} \quad (2)$$

де: k - кількість MSU, що проходять по сигнальному тракту; $t_{SP}^{ок}$ - середній час обробки MSU у прикінцевих пунктах сигналізації ($SP^{ок}$).

Якщо кожна послуга вимагає передачі мережею сигналізації інформації загальною тривалістю t_c , яка складається з d MSU, то середня довжина кожної MSU складе:

$$l_{msu} = l_c / d. \quad (3)$$

З пропускної спроможності загального каналу сигналізації (C_c), визначимо середній час передачі MSU за формулою:

$$t^{перед} = \frac{l_c}{dC_c}. \quad (4)$$

Прийнявши середній час передачі MSU однаковим для всіх ланок мережі

IV ВНТК Радіоелектроніка у XXI столітті

сигналізації та експоненційний розподіл тривалості MSU та пуассонівський характер потоку SL_{ij} можна розглядати як СМО типу М/М/1. Тоді час визначення вхідних черг може бути обчислено за формулою:

$$W_{ij}^{eux} = \frac{l_c^2 \sum_{i=1}^x \lambda_{fni}^0}{C_c^2 - l_c C_c \sum_{i=1}^x \lambda_{fni}^0}, \quad (5)$$

де: x - кількість потоків сигнальної інформації, що проходять через SL_{ij} ;

Для пуассонівських потоків та експоненційному розподілі середнього часу обслуговування MSU в SP_i , SP_i являє собою СМО типу М/М/1 і середню інтенсивність обслуговування MSU обчислимо формулою:

$$W_i^{ex} = \frac{\sum_{j=1}^y d \lambda_{fnj}^0}{\mu_i \left(\mu_i - \sum_{j=1}^y \lambda_{fnj}^0 \right)}, \quad (6)$$

де y - кількість сигнальних потоків, що входять у SP_i .

При встановленні та завершенні з'єднання для одного виклику передається d MSU і середній час обслуговування з'єднання мережею сигналізації визначимо за формулою:

$$t_c = dt_{MSU} = d(k-1)t_{SP}^{mpaHz} + 2dt_{SP}^{ok} + dkt^{neped} + d \sum_{i=1}^{k+1} W_i^{ex} + d \sum_{j=1}^k W_{ij}^{eux}. \quad (7)$$

Час очікування обробки MSU на вході пункту сигналізації SP_i , залежить від сумарної інтенсивності всіх вхідних в SP_i потоків та середньої інтенсивності обслуговування сигнальних повідомлень в SP_i (μ_i).

Література

1. Башарин Г.П. Приближенный анализ влияния повторных вызовов в системах сотовой связи с резервными каналами / Башарин Г.П., Меркулов В.Е. // Вестник РУДН. Серия «Прикладная и компьютерная математика». – 2003. - Т.2. - №1. - С.5-12.
2. Гольдштейн Б.С. Сигнализация в сетях связи. - М.: Радио и связь, 1997.
3. Дымарский Я.С., Кутякова Н.П., Яновский Г.Г. Управление сетями связи: принципы, протоколы, прикладные задачи. - М.: ИТЦ «Мобильные коммуникации», 1999.

Видано на замовлення Радіотехнічного факультету Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського».
Технічне редагування — Головня В. М.

Підп. до друку _____. Формат 60x841/16. Папір офс. Гарнітура Times.
Спосіб друку — ризографія. Ум.друк.арк. _____. Обл.-вид. арк. _____. Наклад __ пр.
Зам. № _____.

КПІ ім. Ігоря Сікорського ВПІ ВПК "Політехніка"
Свідотство ДК № 1665 від 28.07.2004 р.
03056, Київ, вул. Політехнічна, 14, корпус 15
тел. (044) 406-81-78