

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

Матеріали XLVIII науково-технічної конференції
підрозділів Вінницького національного
технічного університету (НТКП ВНТУ–2019)

13-15 березня 2019 року

Збірник доповідей

Електронне мережне наукове видання

Вінниця
ВНТУ
2019

Видається за рішенням Вченої ради Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України

Головний редактор: В. В. Грабко
Відповідальний за випуск: С. В. Павлов

Робоча група з підготовки конференції:
Голова робочої групи: проректор з наукової роботи ВНТУ Павлов С. В.;
Заступник голови робочої групи: начальник НДЧ ВНТУ Богачук В. В.;
Члени робочої групи:
заступники деканів факультетів з наукової роботи;
заступник директора ІнЕБМД з наукової роботи;
директор ІРВЦ Власюк А. І.;
начальник відділу з питань інтелектуальної власності Кондратьєва Л. М.;
провідний інженер відділу з питань інтелектуальної власності Петросюк Т. А.

М34 Матеріали XLVIII науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2019) : збірник доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2019.

ISBN 987-966-641-766-7

Збірник містить тексти доповідей XLVIII регіональної науково-технічної конференції професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів Вінницького національного технічного університету з участю працівників підприємств м. Вінниці та Вінницької області з загально-інженерних, технічних, гуманітарних та фундаментальних наук.

НТКП ВНТУ проводиться у вигляді конференцій навчальних інститутів, факультетів, конференції Головного центру виховної роботи та конференції гуманітарних підрозділів. Кожна конференція має власну тематику, оргкомітет, строки проведення пленарних та секційних засідань, та складається з однієї або кількох секцій.

УДК 001

ISBN 978-966-641-766-7

© Вінницький національний технічний університет, укладання, оформлення, 2019

НТК ВНТУ. Факультету інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем	1658
Пленарне засідання	
<i>Василь Мартинович Кичак</i> АНАЛІЗ СТАНУ НАУКОВИХ ДОСЛІДЖЕНЬ НА ФІРЕН ЗА 2018 Р. ТА ЗАВДАННЯ НА 2019 Р.	1659
Секція біомедичної інженерії	
<i>Денис Олександрович Зацерковний</i> ДОСЛІДЖЕННЯ ТА РОЗРОБКА ПРИЛАДУ ДЛЯ ВЕГЕТОРЕЗОНАНСНОЇ ТЕРАПІЇ	1660
<i>Михайло Ігорович Паламарчук</i> ОГЛЯД ЦИФРОВИХ СТЕТОСКОПІВ	1662
<i>Олександр Ярський Олегівич</i> ДОСЛІДЖЕННЯ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ПАТОЛОГІЙ ОКА	1664
<i>Сергій Макарович Злепко, Дмитро Хуанович Штофель, Ксенія Сергіївна Навроцька</i> МОДЕЛЬ БАЗИ ДАНИХ АВТОМАТИЗОВАНОЇ ІНФОРМАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ КОГНІТИВНИХ ФУНКЦІЙ ЛЮДИНИ	1666
<i>Сергій Володимирович Павлов, Валентина Романова, Сергій Макарович Злепко, Валентина Серкова</i> INFORMATION MODELS FOR ASSESSMENT OF CORONARY HEART DISEASE DESTABILIZATION, BASED ON THE ANALYSIS OF THE LEVEL OF SOLUBLE VASCULAR ADHESION MOLECULES	1669
<i>Сергій Володимирович Павлов, Олександр Нікіфорович Романюк, Діна Вікторівна Вовкотруб</i> PIXEL-BASED PARALLEL ALGORITHM FOR RETINAL VESSEL TREE SEGMENTATION	1672
<i>Сергій Володимирович Павлов, Наталія Іванівна Заболотна, Ровіра Рональд</i> INTELLECTUALIZED SYSTEM OF 2D-MULLER -MATRIX TOMOGRAPHY FOR DIAGNOSTICS OF FRACTIONAL LAYERS OF BIOLOGICAL TISSUE	1675
<i>Сергій Васильович Тимчик</i> МЕТОД ВИБОРУ ІНФОРМАТИВНИХ ПОКАЗНИКІВ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ РІВНЯ ЗДОРОВ'Я	1678
<i>Геннадій Михайлович Новицький</i> МЕТОДИ БІОМЕТРИЧНОЇ ІДЕНТИФІКАЦІЇ	1681
<i>Леонід Григорович Коваль, Віктор Олексійович Гомолінський</i> АКТУАЛЬНІ ПРОБЛЕМИ ІДЕНТИФІКАЦІЇ І АВТЕНТИФІКАЦІЇ ОСОБИСТОСТІ	1683
<i>Олександр Володимирович Карась, Сергій Володимирович Павлов</i> АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ РОБОТИ СИСТЕМИ ДЖОНС-МАТРИЧНОГО КАРТОГРАФУВАННЯ БІОЛОГІЧНИХ ТКАНИН	1685
<i>Дмитро Барановський, Іван Криворучко</i> ОГЛЯД СИСТЕМ ІНСУЛІНОТЕРАПІЇ	1688
<i>Сергій Злепко, Дмитро Штофель</i> ПОНЯТТЯ ФУНКЦІОНАЛЬНОГО ТА ЕКСТРЕМАЛЬНОГО СТАНУ ЛЮДИНИ ДЛЯ БІОМЕДИЧНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ	1691
<i>Христина Ігорівна Драчук</i> ТЕХНІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОНОГО ФОНЕНДОСКОПА	1694
<i>Ірина Сергіївна Кохан</i> АПАРАТУРА ДЛЯ ЛІКУВАННЯ ХОРІОРЕТИНАЛЬНОЇ ДЕГЕНЕРАЦІЇ ОКА	1697
Секція телекомунікацій	
<i>Андрій Станіславович Луцишин, Сергій Павлович Кононов</i> ВИКОРИСТАННЯ ЗІГ-РЕЗОНАТОРІВ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОМУ ОБЛАДНАННІ	1701
<i>В'ячеслав Валерійович Шевчук, Сергій Павлович Кононов</i> СТАН ВПРОВАДЖЕННЯ DVB-T2 У ВІННИЦЬКІЙ ОБЛАСТІ	1703
<i>Микола Анатолійович Григоренко, Дмитро Олександрович Жупанов, Сергій Павлович Кононов</i> ВИМІРЮВАЧ ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ СТРОБОСКОПІЧНОГО ЗМІШУВАЧА	1705
<i>Сергій Павлович Кононов, Євген Миколайович Кухарський</i> ЗАСТОСУВАННЯ КВАДРАТОРА ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ЧАСТОТИ СИГНАЛУ ЛЧМ	1707
<i>Микола Володимирович Васильківський, Андрій Юрійович Воловик, Роман Петрович Паламарчук</i> ОЦІНЮВАННЯ ДЖИТЕРУ В ПРИСТРОЯХ ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ	1709
<i>Геннадій Григорович Бортник, Ринат Миколайович Вітер</i> АПАРАТНО-ПРОГРАМНИЙ АНАЛІЗАТОР РАДІОСИГНАЛІВ	1713
<i>Іван Володимирович Слободян, Сергій Юрійович Боржемський</i> АНАЛІЗ ПЕРЕМІКАННЯ ФАЗОВИХ СТАНІВ ПЛІВКИ ХСН ПРИ ЗМІНІ ПРИКЛАДЕНОЇ НАПРУГИ УП ВІД ЧАСУ T ТА ОПОРУ АМОРФНОЇ ФАЗИ R	1715
<i>Валентин Костянтинівич Скоцук, Микола Володимирович Васильківський, Олександр Володимирович Стальченко, Сергій Олександрович Слободянюк</i> ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ОПТИЧНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ НА ОСНОВІ LI-FI ТЕХНОЛОГІЇ	1718

Геннадій Григорович Бортник, Андрій Валерійович Коваленко МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ У БАЗИСІ ДИСКРЕТНИХ ФУНКЦІЙ УОЛША-ФУР'Є	1722
Геннадій Григорович Бортник ЦИФРОВИЙ АНАЛІЗАТОР РАДІОСИГНАЛІВ	1724
Ірина Вікторівна Яновська, Микола Володимирович Васильківський, Олена Сергіївна Юхимець КОРИГУВАННЯ ІНТЕРФЕРЕНЦІЙНИХ ЗАВАД В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ З ОРТОГОНАЛЬНИМ ЧАСТОТНИМ МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯМ	1426
Микола Олександрович Волощук ГЕНЕРАТОР ВИПРОБУВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ DDS СИНТЕЗАТОРА	1730
Ольга Іванівна Мельничук, Микола Володимирович Васильківський ОПТИМІЗАЦІЯ ІНТЕГРАЛЬНОГО ПРИЙМАЧА ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ ЧАСТОТ	1732
Микола Володимирович Васильківський, Роман Петрович Паламарчук ПІДВИЩЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ БЕЗПЕКИ У ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧІ	1736
Микола Володимирович Васильківський, Олександр Володимирович Стальченко, Сергій Іванович Семчук, Ірина Вікторівна Яновська ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ З БАГАТОПОЗИЦІЙНИМИ СИГНАЛАМИ	1739
Микола Володимирович Васильківський, Дмитро Леонідович Ходацький, Юй Чанхао ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ ТРАКТІВ ПЕРЕДАЧІ НА ОСНОВІ ТЕХНОЛОГІЇ LTE	1743
Віталій Павлович Куцоласький, Олександр Олександрович Нижник, Олександр Володимирович Стальченко, Микола Володимирович Васильківський ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ РАДІОСИСТЕМ НА ОСНОВІ МІМО ТЕХНОЛОГІЇ	1746
Віталій Іванович Макогон МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ РІВНЯ ДРІБНОЇ МОТОРИКИ ОПЕРАТОРІВ ДИСТАНЦІЙНО КЕРОВАНИХ ПРИСТРОЇВ	1749
Микола Володимирович Васильківський, Дмитро Леонідович Ходацький, Жозе Браш Зінга Сасса ІНФОКОМУНІКАЦІЙНА МЕРЕЖА СУПУТНИКОВОГО МУЛЬТИМЕДІЙНОГО МОВЛЕННЯ ТА ІНТЕРАКТИВНОГО ЗВ'ЯЗКУ	1751
Оксана Степанівна Городецька ОПТИЧНИЙ ТРАНСИВЕР	1754
Микола Володимирович Васильківський ІНФОКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ	1756
Микола Володимирович Васильківський СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ	1760
Юрій Юрійович Юрченко, Микола Володимирович Васильківський, Олександр Володимирович Стальченко, Владислав Сергійович Кошелев ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ СТАНДАРТУ LTE НА ОСНОВІ МОДУЛЯЦІЇ ВИСОКИХ ПОРЯДКІВ	1764
В'ячеслав Валерійович Шевчук, Андрій Станіславович Луцишин, Святослав Тадіонович Барась ТЕХНОЛОГІЯ OFDM З ДОДАТКОВИМИ ОРТОГОНАЛЬНИМИ ПІДНЕСУЩИМИ	1767
Олена Олександрівна Семенова, Віталій Юрійович Щепанівський ВИКОРИСТАННЯ РОЗПОДІЛЕНИХ ТРАНСПОРТНИХ РАДІОМЕРЕЖ ДЛЯ ПОБУДОВИ МЕРЕЖІ LTE	1769
Олена Олександрівна Семенова, Вадим Андрійович Клименко МЕТОДИ ОПТИМІЗАЦІЇ МЕРЕЖ 3G	1771
Олена Олександрівна Семенова, Дмитро Сергійович Стець МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАХИЩЕНОСТІ СИСТЕМІ LTE	1773
Володимир Сергійович Белов МЕТОДИ ШЛЮЗУВАННЯ В БЕЗПРОВОДОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖАХ	1775
Володимир Сергійович Белов, Антон Сергійович Белов ОЦІНКА ПРОДУКТИВНОСТІ БЕЗПРОВОДОВИХ МЕРЕЖ	1777
Володимир Сергійович Белов, Артем В'ячеславович Левкін ХАРАКТЕРИСТИКИ МЕРЕЖЕВОГО РІВНЯ БЕЗПРОВІДНИХ КАНАЛІВ СТАНДАРТІВ IEEE802.11	1779
Ірина Вікторівна Яновська, Микола Володимирович Васильківський, Сергій Павлович Кононов, Дмитро Миколайович Муляревич ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНИХ МЕТОДІВ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ У ВІДЕОІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ	1781
Микола Володимирович Васильківський, Владислав Євгенович Поуданен, Артем Олександрович Юрченко АДАПТИВНЕ ОБРОБЛЕННЯ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВИХ СИГНАЛІВ В ЦИФРОВОМУ ТРАКТІ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ	1785
Олександр Володимирович Стальченко, Микола Володимирович Васильківський, Олексій Юрійович Козюк, Руслан Андрійович Пасіченко ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ В ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ З N-OFDM	1789
Олексій Юрійович Козюк, Микола Володимирович Васильківський, Олександр Володимирович Стальченко, Артем Анатолійович Гринь ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ КАНАЛІВ ПЕРЕДАЧІ ІЗ ЗАВАДАМИ НА ОСНОВІ МЕТОДІВ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ	1792
Микола Володимирович Васильківський, Сергій Олександрович Кирилюк, Роман Олексійович Мусячук МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ ТЕХНОЛОГІЇ OFDM	1796
Сергій Олександрович Кирилюк, Микола Володимирович Васильківський ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДО ЗАХИЩЕНОСТІ ТА ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ СУПУТНИКОВИХ І ТРОПОСФЕРНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ	1800
Олександр Володимирович Стальченко, Микола Володимирович Васильківський, Сергій Олександрович Кирилюк, Артем Олегович Мезлей АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ ДУПЛЕКСНИХ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ І ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ	1803
Микола Володимирович Васильківський, Олександр Олексійович Дрючин, Валентина Юріївна Кушнір, Микола Миколайович Меновицьков ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИХІДНИХ КАСКАДІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ РАДІОСИСТЕМ	1807

Микола Володимирович Васильківський, Віталій Іванович Макогон	ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ШИРОКОСМУГОВИХ МЕРЕЖ ДЛЯ НАДАННЯ ВИСОКОЯКІСНОГО ПОТОКОВОГО СЕРВІСУ	1810
Дмитро Валерійович Михалевський	АНАЛІЗ НЕЛІЦЕНЗОВАНИХ ЧАСТОТНИХ ДІАПАЗОНІВ 2,4 ГГЦ ТА 5 ГГЦ ДЛЯ СТАНДАРТУ 802.11	1813
Олена Олександрівна Семенова, Олексій Петрович Вознюк	ЗАСТОСУВАННЯ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ GSM В КОМПЛЕКСНИХ СИСТЕМАХ БЕЗПЕКИ	1815
Микола Володимирович Васильківський, Ірина Анатоліївна Самолюк	ДОСЛІДЖЕННЯ ДЖОЗЕФСОНІВСЬКИХ НАНОСИСТЕМ НА ОСНОВІ ВТНП	1817
Олена Войцеховська	АКТИВНИЙ ТЕЛЕМЕТРИЧНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ	1821
Микола Володимирович Васильківський, Олександр Володимирович Стальченко, Сергій Юрійович Боржемський	ОЦІНЮВАННЯ ЯКОСТІ ЦИФРОВИХ МЕРЕЖ ТЕЛЕВІЗІЙНОГО МОВЛЕННЯ	1823
Олена Валеріївна Войцеховська, Олександр Олександрович Лазарєв, Роман Петрович Паламарчук	БАГАТОЧАСТОТНИЙ МОНОІМІТАНСНИЙ ЛОГІЧНИЙ R-ЕЛЕМЕНТ «НІ»	1826
Сергій Юрійович Боржемський, Оксана Степанівна Городецька	ПЕРСПЕКТИВИ ВИКОРИСТАННЯ МОБІЛЬНОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ	1830
Віталій Іванович Макогон	ТЕРАГЕРЦОВИЙ ГЕНЕРАТОР ТАКОВИХ ІМПУЛЬСІВ НА БАЗІ ВИСОКОТЕМПЕРАТУРНОЇ НАДПРОВІДНОСТІ ТА ПЕРЕХОДІВ ДЖОЗЕФСОНА	1833
Віталій Іванович Макогон	ПОБУДОВА МЕРЕЖІ "РОЗУМНОГО БУДИНКУ" З ВИКОРИСТАННЯМ ІНЕРФЕЙСУ 1-WIRE	1835
Віталій Іванович Макогон, Вадим Андрійович Клименко	НОВІ БЕЗПРОВІДНІ СТАНДАРТИ ДЛЯ ПРОМИСЛОВОГО ВИКОРИСТАННЯ	1837
Секція радіотехніки		
Олександр Вікторович Іванюк, Олександр Леонідович Пастушенко	РОЗРОБКА НАПРАВЛЕНОГО МІКРОФОНА ОРГАННОГО ТИПУ	1839
Олександр Володимирович Осадчук	ГАЗОРЕАКТИВНИЙ ЕФЕКТ В НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СЕНСОРАХ ГАЗУ	1842
Сергій Володимирович Барабан, Олександр Вікторович Іванюк	РОЗРОБКА НАПРАВЛЕНОГО МІКРОФОНУ З ПАРАБОЛІЧНИМ РЕФЛЕКТОРОМ	1846
Микола Олександрович Лістратенко, Дмитро Володимирович Гаврілов	БАГАТОКАНАЛЬНА СИСТЕМА ВІДТВОРЕННЯ ЗВУКУ З БЕЗДРОВОТОВИМ КЕРУВАННЯМ	1848
Сергій Володимирович Барабан	РОЗРОБКА ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЗАСОБУ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ СТРУКТУРНО-ЧУТЛИВИХ ПАРАМЕТРІВ ТВЕРДИХ МАТЕРІАЛІВ	1853
Владислав Іванович Магденко	РАДІОЧАСТОТНИЙ ЗЧИТУВАЧ НА МІКРОКОНТРОЛЕРІ ATTINY13	1855
Дмитро Володимирович Гаврілов	АПАРАТНА РЕАЛІЗАЦІЯ SHA АЛГОРИТМІВ НА РІЗНИХ FPGA ТА ПОРІВНЯННЯ ШВИДКОДІІ	1858
Дмитро Володимирович Гаврілов, Дмитро Володимирович Яровий	РЕВЕРСИВНИЙ ГЕНЕРАТОР КОДОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ НА FPGA	1864
Дмитро Володимирович Гаврілов, Віктор Ігорович Пяста	РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МІКРОКОНТРОЛЕРНОГО ПОРТАТИВНОГО ВИМІРЮВАЧА КОЕФІЦІЄНТА СТОЯЧОЇ ХВИЛІ З ПЕРЕДАЧЕЮ ДАНИХ ПО БЕЗДРОВОТОВОМУ КАНАЛУ	1869
Дмитро Володимирович Гаврілов, Артем В'ячеславович Левкін	ОГЛЯД ПРОТОКОЛІВ ПІДВИЩЕНОЇ КОНФІДЕНЦІЙНОСТІ ТА МАСШТАБУВАННЯ	1872
Дмитро Володимирович Гаврілов, Роман Васильович Поворознюк	ОХОРОННО-СИГНАЛІЗАЦІЙНИЙ КОМПЛЕКС PIR-4	1876
Андрій Юрійович Воловик, Оксана Петрівна Червак, Миколай Артемович Шутило, Сергій Леонідовіч Квас	ФЛУКТУАЦІЙНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ RC-АВТОГЕНЕРАТОРІВ	1879
Андрій Юрійович Воловик	ФОРМУВАННЯ РІЗНИЦЕВОГО СИГНАЛУ СПОСТЕРІГАЧЕМ ЛЮЄНБЕРГЕРА	1882
Андрій Олександрович Семенов	ДОСЛІДЖЕННЯ ХАОТИЧНОЇ ДИНАМІКИ КОЛИВАНЬ НАПРУГИ ГЕНЕРАТОРА ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ ЗА СХЕМОЮ КОЛПІТЦА	1884
Дмитро Володимирович Гаврілов, Максим Сергійович Горбатенко	СИСТЕМА ДЛЯ ОБРОБКИ ДАНИХ НА ОСНОВІ RASPBERRY PI З ПЕРЕДАЧЕЮ НА WEB-СТОРІНКУ	1887
Дмитро Володимирович Гаврілов, Вадим Васильович Лановенко	МУЛЬТИКАНАЛЬНИЙ ВИМІРЮВАЧ ЧАСТОТИ НА МІКРОКОНТРОЛЕРІ	1891
Дмитро Володимирович Гаврілов, Олег Петрович Шмигора	МІКРОПРОЦЕСОРНИЙ БЕЗКОНТАКТНИЙ ТАХОМЕТР	1894
Дмитро Володимирович Гаврілов, Владислав Олексійович Андріяш	ПЕРЕДАВАЧ З ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ НА МК	1898
Андрій Олександрович Семенов, Аліна Валеріївна Гончарук, Олексій Миколайович Дурицький, Валентин Володимирович Чорний	ДОСЛІДЖЕННЯ ХАОТИЧНОЇ ДИНАМІКИ НЕЛІНІЙНОЇ СИСТЕМИ ЛОРЕНЦА	1901
Секція електроніки і наносистем		
Олег Сергійович Гладищенко	Λ-ДІОД НА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРАХ З КЕРУЮЧИМ P-N-ПЕРЕХОДОМ	1905
Володимир Валерійович Мартинюк, Вячислав Шелепо, Владислав Браславець	МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ ПРИСТРІЙ ФІКСУВАННЯ ЗАЛИШКОВОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ	1908
Oleksii Sakhno	МОДЕРНІЗОВАНИЙ СПЕКТРАЛЬНИЙ МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ВМІСТУ СІРКИ В НАФТОПРОДУКТАХ	1910
Володимир Валерійович Мартинюк, Костянтин Вадимович Нікітюк	МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ МАГНІТНИЙ ВИМІРЮВАЧ РІВНЯ РІДИНИ	1912

Денис Станіславович Коваль, Олена Миколаївна Жагловська	ВИМІРЮВАЧ РІВНЯ РІДИНИ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ НА ОСНОВІ ЄМНІСНОГО ЧУТЛИВОГО ЕЛЕМЕНТА	1915
Максим Андрійович Алексєєв	БЕЗПЛОТНІ ЛІТАЛЬНІ АПАРАТИ ДЛЯ ОХОРОНИ ОБ'ЄКТІВ	1917
Роман Олександрович Курячий, Богдан Петрович Книш	БЛОК КЕРУВАННЯ ВАНТАЖНИМ БЕЗПЛОТНИМ ЛІТАЛЬНИМ АПАРАТОМ.....	1920
Дмитро Новицький, Йосип Білинський	НВЧ ВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ВОЛОГОСТІ ПРИРОДНОГО ГАЗУ	1923
Юрій Ігорович Мушинський	ОГЛЯД ПЕРСПЕКТИВ ВИКОРИСТАННЯ УЛЬТРАЗВУКУ В НАУЦІ ТА ТЕХНІЦІ	1925
Volodymyr Nazarov	GPRS-ТРЕКЕР З ЦЕНТРАЛІЗОВАНОЮ БАЗОЮ ДАНИХ НА БАЗІ ARDUINO.....	1928
Владислав Валентинович Червоний	ВИМІРЮВАЧ ІНДУКЦІЇ МАГНІТНОГО ПОЛЯ НА ОСНОВІ М-АЛКОКСО АЦЕТИЛАЦЕТОНАТУ	1930
Максим Гаєвський, Костянтин Огородник	УЛЬТРАЗВУКОВА ВАННА ДЛЯ ОЧИСТКИ ПЛАТ НА МІКРОКОНТРОЛЕРІ.....	1932
Олег Вікторович Хондошко	ВИМІРЮВАЛЬНИЙ БЛОК ПАРАМЕТРІВ ПАЛИВНОЇ СИСТЕМИ ДИЗЕЛЬНОГО ДВИГУНА.....	1934
Ілля Васильович Шаргало	ВИМІРЮВАЧ ІНДУКЦІЇ МАГНІТНОГО ПОЛЯ НА ОСНОВІ МАГНІТОДІОДА	1936
Дмитро Бриль	МОНІТОР ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПОБУТОВОЇ МЕРЕЖІ.PDF	1938
Олександр Віталійович Сидоренко, Олена Олександрівна Селецька	ІМПУЛЬСНИЙ ЕЛЕКТРОШОКОВИЙ ПРИСТРІЙ ВИСОКОЇ НАПРУГИ	1940
Микола Миколайович Половий	ОПТИЧНИЙ ВИМІРЮВАЧ КОНЦЕНТРАЦІЇ ГАЗУ.....	1942
Богдан Андрійович Трушківський	ПРИСТРІЙ КЕРУВАННЯ ОБ'ЄКТАМИ ВОДНОГО ТРАНСПОРТУ	1945
Олександр Лазарєв	ДОСЛІДЖЕННЯ ДАВАЧІВ НА БАЗІ L-, C-НЕГАТРОНІВ	1948
Максим Олександрович Подобєдов, Юрій Степанович Кравченко	ІНДУКТИВНИЙ ЕФЕКТ В НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ТРАНЗИСТОРАХ	1954

**XLVII Науково-технічна конференція
факультету інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем**

Оргкомітет

Голова оргкомітету

В. М. Кичак, ВНТУ, Україна

Заступник голови оргкомітету

С. М. Злепко, ВНТУ, Україна

Члени оргкомітету

Й. Й. Білінський, ВНТУ, Україна

Г. Г. Бортник, ВНТУ, Україна

С. В. Тимчик, ВНТУ, Україна

О. В. Осадчук, ВНТУ, Україна

Секції

Пленарне засідання

Секція біомедичної інженерії

Секція телекомунікації

Секція радіотехніки

Секція електроніки і наносистем

АНАЛІЗ СТАНУ НАУКОВИХ ДОСЛІДЖЕНЬ НА ФІРЕН ЗА 2018 Р. ТА ЗАВДАННЯ НА 2019 Р.

Вінницький національний технічний університет;

Анотація

Представлено аналіз стану наукових досліджень на факультеті інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем за 2018 р.

Ключові слова: наука, телекомунікації, електроніка, радіотехніка, біомедична інженерія.

Abstract

The analysis of the state of scientific researches at the faculty of infocommunications, radio electronics and nanosystem for 2018 is presented.

Keywords: science, telecommunications, electronics, radio engineering, biomedical engineering..

Вступ

Наукові дослідження на факультеті ІРЕН проводились згідно загально університетської програми «Методи та засоби вимірювання, передавання, оброблення сигналів та захисту інформації в комп'ютерних і телекомунікаційних системах із використанням інфокомунікаційних технологій», в рамках якої співробітниками кафедр факультету опубліковано 60 наукових статей у виданнях, які входять до наукометричних баз Scopus, 60 статей у наукових фахових видання, зроблено 150 доповідей на міжнародних наукових конференціях.

У 2018 році науковцями факультету опубліковано 8 монографій та 20 навчальних посібників.

В рамках університету науковці факультету приймали активну участь в конкурсі проектів наукових досліджень на 2019-2020 рр. від факультету було подано три проекти кожен з яких набрав достатню кількість балів, всі проекти пройшли конкурсний відбір і були направлені для участі в конкурсі держбюджетних НДР МОНУ.

Два проекти нашого факультету перемогли в конкурсі та отримали фінансування на 2019-2020 рр. В 2018 році в рамках факультету виконувалось наукових проектів: два по кафедрі радіотехніки, два по кафедрі БМІ та один по кафедрі ЕНС. Один проект по кафедрі РТ успішно завершений.

На факультеті працює три наукові школи при кафедрі радіотехніки, кафедрі БМІ та телекомунікаційних систем і телебачення.

В 2018 році захищено дві кандидатських дисертації (керівник професор Білінський Й.Й. та професор Семенов А.О.); захищено одну докторську дисертацію (професор Семенов А.О.) захищено понад 70 магістерських робіт.

На кафедрах факультету навчається 18 аспірантів денної та заочної форм навчання.

Активну участь в науково-дослідній роботі приймають студенти старших курсів. У 2018 році з участю студентів опубліковано 16 наукових статей та понад 100 тез доповідей, отримано 10 патентів на корисну модель.

У 2019 році планується проведення міжнародної наукової конференції «Сучасні проблеми в галузі інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем».

Планується захист однієї докторської дисертації і підготовка до захисту ще однієї кандидатської дисертації. Ведеться підготовка двох проектів на конкурс держбюджетних НДР МОНУ..

Кичак Василь Мартинович — д.т.н., професор, декан факультету інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця

Kichak Vasyl M. — Ph.D., Professor, Dean of the Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystem, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia

ДОСЛІДЖЕННЯ ТА РОЗРОБКА ПРИЛАДУ ДЛЯ ВЕГЕТОРЕЗОНАНСНОЇ ТЕРАПІЇ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В магістерській кваліфікаційній роботі проведена розробка приладу для вегеторезонансної терапії. Розроблено структурну схему та схему електричну принципову, а також зроблено обрахунок і розробку друкованої плати пристрою і проведено їх моделювання. Розглянуто питання охорони праці та цивільної оборони.

Ключові слова: розробка приладу, вегеторезонансна терапія, обрахунок і розробка, друкована плата.

Abstract

In the master's qualification work the development of the device for vegetoresone therapy is carried out. The structural scheme and circuit diagram of electrical principles were developed, and the calculation and development of the printed circuit board of the device were made and their simulation was carried out. The issues of labor protection and civil defense are considered.

Keywords: development of the device, vegetoresone therapy, calculation and development, printed circuit board.

Вступ

Завдяки універсальності підходу до лікування різних захворювань і його максимальної індивідуалізації по відношенню до кожного конкретного пацієнта (ендогенна ВРТ) коло патологій, що піддаються лікуванню за допомогою ВРТ, дуже широке. В даний час абсолютних протипоказань для ендogenous ВРТ не виявлено.

Застосування резонансу в медицині полягає в тому, що при правильному підборі частоти і форми лікувального (електромагнітного) впливу можна посилювати нормальні (фізіологічні) і послаблювати патологічні коливання в організмі людини. Таким чином, біорезонансний вплив може бути направлений як на нейтралізацію патологічних, так і на відновлення фізіологічних коливань, порушених при патологічних станах. Тому резонансним взаємодіям та ступеню синхронізації систем організму при їх функціонуванні в даний час відводять важливу роль.

Результати дослідження

Для проведення моделювання задамо у вікні SimulationsSetting тип аналізу – DCSweep. Після цього необхідно ввести значення еквівалентного джерела живлення і інтервал нестабільності. Графік залежності напруги на виході від напруги схеми живлення показаний на рисунку 1.

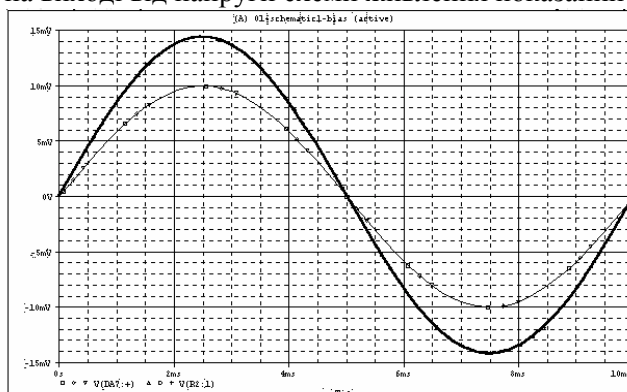


Рисунок 1 – Графік залежності напруги на виході від напруги на вході

Як видно з рисунка 2, напруга на виході змінюється прямопропорційно залежно від напруги схеми живлення.

Наступний крок моделювання – це температурне моделювання. У вікні Simulations Setting задаємо температури, по яким буде проводитися моделювання. Задаємо температури: -25, 25, 75°C. Моделювання показане на рисунку 2

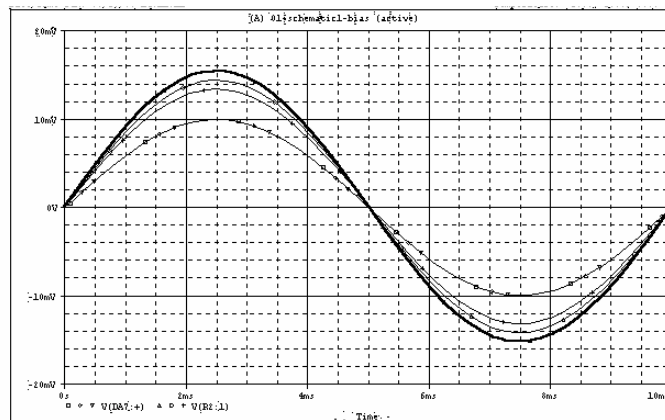


Рисунок 2 – аналіз температурних характеристик

Як ми бачимо з рисунку, зміна роботи пристрою за рахунок температури незначна.

Висновки

З огляду на простоту приладу, його широкі функціональні можливості властивості і порівняно невисоку ціну, прилад необхідно запускати в серійне виробництво.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Готовский М.Ю., Перов Ю.Ф., Чернецова Л.В.М.: ИМЕДИС, 2010 - 206 с.
2. Козловський В. О. Техніко-економічне обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2005. – 75 с.

Зацерковний Денис Олександрович — студент групи БМА-17м, Факультет інфокомунікацій радіотехніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, ku-klux@hotmail.com

Науковий керівник: **Коваль Леонід Григорович** — Кандидат технічних наук, доцент, Доцент кафедри біомедичної інженерії, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

Zatserkovnyi Denys O. — Department of Biomedical Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia

Supervisor: **Koval Leonid G.** — Candidate of Technical Sciences, docent, Associate Professor, Department of Biomedical Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

ОГЛЯД ЦИФРОВИХ СТЕТОСКОПІВ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В даній роботі розглядається цифрові стетоскопи, їх опис, можливості, програме забезпечення, порівняння з традиційними стетоскопами, цінність для лікаря, і недоліки.

Ключові слова: цифровий стетоскоп, Littmann 3200, Eko Core, електронні медичні дані.

Abstract

In this paper, a digital stethoscope, their description, capabilities, loss of security, comparison with traditional stethoscopes, the value of a doctor, and disadvantages are considered.

Keywords: Digital Stethoscope, Littmann 3200, Eko Core, Electronic Medical Data.

Фонендоскоп - прилад для вислуховування шумів внутрішніх органів: легенів, серця, судин, кишечника тощо. На відміну від стетоскопів, фонендоскопи надзвичайно широко використовуються в сучасній медичній практиці. Фонендоскопи є незамінними при вимірюванні артеріального тиску. Розглянемо два цифрових стетоскопи Littmann 3200 і Eko Core.

Littmann 3200 зовні дуже схожий на звичайний стетоскоп. Від класичних кардіологічних стетоскопів Littmann він відрізняється тільки головкою. Вона зроблена з пластікоподібного матеріалу з покриттям, яке імітує полірований метал.

Головка Littmann 3200 містить в собі мікрофон, мікропроцесор і аудіодінамік (відтворює оброблений і оптимізований для сприйняття звук, який через гнучкі трубки надходить в наші вуха). Втім, аудіодінамік може бути десь в трубках ближче до вух. Мікропроцесор забезпечує частотну обробку, посилення звуку і шумозаглушення, а так само може зберігати 12 30-секундних аудіофрагментів, тобто 6 хвилин звуку. Цим вимірюється обсяг пам'яті: чи не мегабайтами, а хвилинами записаного звуку.

Littmann 3200, як і традиційні моделі, дозволяє вибірково фільтрувати високі і низькі частоти. Крім того, є режим широкого відображення частот, і високих, і низьких. Теоретично це може бути не оброблений первинний аудіосигнал, а може бути і частково еквалізований і оптимізований для сприйняття звук. У традиційному стетоскопі мембрана дозволяє вислуховувати високі частоти, воронка - низькі, а рифлена мембрана (має єдина модель стетоскопа в світі) - і високі, і низькі частоти. Так що є аналогія з традиційними стетоскопами.

Перемикання між режимами частотної фільтрації проводиться за допомогою натискання єдиної кнопки. На рідкокристалічному монохромному дисплеї відображається індикатор активного режиму. Так само при перемиканні режиму подається звуковий сигнал, який інформує про який активується режимі.

Якщо в традиційному стетоскопі від сили натискання на головку стетоскопа сильно залежить частотна характеристика одержуваного звуку, то тут сила притиснення голівки стетоскопа до шкіри на звук не впливає. Треба тільки постаратися, щоб Ваша кисть була розслаблена. М'язовий тремор чути у вигляді чіткого гулу. І на фонокардиограмме створює перешкоди.

Littmann 3200 може посилювати звук в 24 рази в порівнянні з рівнем, одержуваних звичайним неелектронним стетоскопом. За допомогою однієї кнопки «+». Є і кнопка «-» (тихіше). Проблема тільки в тому, зі збільшенням гучності Ви почнете чути і звуки, що не мають відношення до серця. Це гул від м'язового тремору Вашої кисті і м'язів пацієнта. А так же звук від тертя головки стетоскопа з шкірою пацієнта. Якщо звук серця дуже ослаблений, цей фоновий шум може виявитися занадто гучним.

Недоліки Littmann 3200 в тому що він видає оцифрований звук. Якісний, оптимізований для нашого слуху. І ще. Littmann 3200 чутливий до перешкод, які виникають при взаємодії головки стетоскопа з шкірою пацієнта. Це іноді викликає подив.

Тепер розглянемо стетоскоп Eko Core. Власне, Eko Core складається з традиційного акустичного стетоскопа і вбудованого цифрового «сердечника». Цей сердечник - конічний об'єкт

чорного кольору. З одного боку на неї одягається гнучкий шланг від головки стетоскопа, з іншого - гнучкий шланг, що йде до навушників стетоскопа. Варіантів Eko Core два: повноцінний цифровий стетоскоп і тільки сердечник, який Ви можете під'єднати до свого стетоскопу, розрізавши його шланг між головою і навушниками. Другий варіант дешевше.

На осерді є кілька кнопок. Велика кнопка включає прилад. У вимкненому стані стетоскоп працює як звичайний акустичний стетоскоп без всякої електроніки. Іншими словами, в осерді відкривається наскрізний канал, по якому звук проходить від головки стетоскопа до вухам лікаря. При натисканні кнопки включення канал сердечника перекривається мікрофоном з одного боку і звуковим динаміком з іншого. Тепер сердечник сприймає звук, видаляє з нього шум, при необхідності підсилює його (максимум в 40 раз), а так само транслює при необхідності по бездротовому з'єднанню на смартфон або комп'ютер.

Софт є під більшість платформ: Android, iOS, а на Windows і Mac використовується web-додаток. Софт дозволяє візуалізувати звук у вигляді осциляційного фонокардіограм. Спектральних графіків. На сьогодні це єдина модель цифрового стетоскопа, програмне забезпечення якої підтримується такою великою кількістю операційних систем.

Передбачена також реалізація телемедицини: жива трансляція звуку через інтернет і завантаження MP3-файлів. Телемедицина не безплатна: підписка коштує 40 \$ на місяць.

Розробники так само говорять, що зробили так, що тепер з їх стетоскопом дані аускультатії дуже легко приєднувати до електронних медичних даних. Такого поки ніхто не робив. Наявність аудіозаписів звуку серця та легень уможливує їх відстрочений аналіз.

Головними недоліками Eko Core є, не безкоштовна телемедицина - підписка коштує 40 \$ на місяць, і велика відповідальність лікаря при проведенні аускультатії, за рахунок аудіо записів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Ларинский Н.Е., Абросимов В.Н. История физического диагностики в биографии, портретах і фактах, Рязань, 2012, - 500 с.

2. Алмазов В.А., Салимьянова А.Г., Шляхто Е.В., Клаусс Г. Аускультация сердца. - СПб.: Издательство СПбГМУ, 1996, - 232 с

Паламарчук Михайло Ігорович — студент групи БМА-17, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: ram13b.palamar@gmail.com.

Науковий керівник: **Злепко Сергій Макарович** — д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри біомедичної інженерії, Вінницького національного технічного університету.

Palamarchuk Mihailo Igorovich — student of BMA-17, Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnitsa National Technical University, c. Vinnitsa, e-mail: ram13b.palamar@gmail.com.

Supervisor: **Zlepko Sergiy M.** — Dr. Sc., Professor, Head of the Department of Biomedical engineering, Vinnitsya national technical university.

ДОСЛІДЖЕННЯ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ПАТОЛОГІЙ ОКА

Вінницький Національний Технічний Університет

Анотація

В даній роботі розглянуто теоретичні аспекти і методи оптико-електронної системи для визначення патології ока.

Ключові слова: Катаракта, інтраокулярна лінза, кератотопографія, одномірна ехографія.

Abstract

In this paper, theoretical aspects and methods of the optoelectronic system for the determination of eye pathology are considered.

Keywords: Cataract, intraocular lens, keratotography, one-dimensional echography.

Катаракта – це одна з найпоширеніших захворювань ока у світі, що супроводжується помутнінням кришталика й втратою гостроти зору. За статистичними даними, в середньому у світі, на катаракту страждає більше 70% населення у віці старше 72 років та біля 20% у віці 40-60 років [1]. Єдиним ефективним методом лікування катаракти, на даний момент, є хірургічне втручання з видаленням помутнілого кришталика і заміною його на інтраокулярну лінзу (ІОЛ) [2-3], яка забезпечує безперешкодне розповсюдження світла в очах від рогівки до сітківки.

Недоліком даної процедури являється втрата акомодативної функції ока (можливості бачити предмети на різній відстані). Тому пацієнти замовляють саме таку післяопераційну рефракцію, яка дозволяє оку, неозброєному додатковими лінзами, чітко бачити об'єкти на відстані до п'яти і більше метрів або на коротких дистанціях до 250-300 мм, які мають місце при читанні та при роботі з комп'ютером, мобільним телефоном, планшетом, тощо. Проте персоніфіковане визначення потрібного значення Φ з урахуванням вимоги пацієнта є доволі складною задачею.

Як результат існуючі технології визначення потрібної оптичної сили ІОЛ ще не забезпечують бажаного результату. Тому постає задача створення методу і апаратного засобу точного визначення Φ ІОЛ, які забезпечать зменшення або усунення дії вказаних негативних факторів за рахунок додаткової інтраопераційної біометрії ока в момент після видалення кришталика.

Одним з найважливіших біометричних параметрів для визначення сили ІОЛ являється кривизна рогівки ока пацієнта.

Найбільший обсяг інформації про форму поверхні рогівки, а точніше відхилень її від сфери, надає метод кератотопографії, якій реалізовано у багатьох вимірювальних офтальмологічних приладах, [3]. Суть його полягає в тому, що перед оком встановлюється об'єкт концентричними білими і чорними кільцями, що чергуються між собою. Аналізується віддзеркалене від поверхні рогівки зображення цього об'єкту. Так при неправильній формі рогівки форма кілець спотворюється. Чим менше радіус кривизни передньої поверхні рогівки, тим менше це зображення, а кільця диска Пласідо розташовуються ближче один до одного. При астигматизмі в області більш крутого меридіана кільця також будуть тісніше прилягати одне до одного. Математична обробка зображення з виявленням геометричних параметрів зображення та його спотворень дозволяє визначити топографію поверхні рогівки. Сучасного кератотопографи реалізуються за схемою яка показана на рис. 1.1 [2].

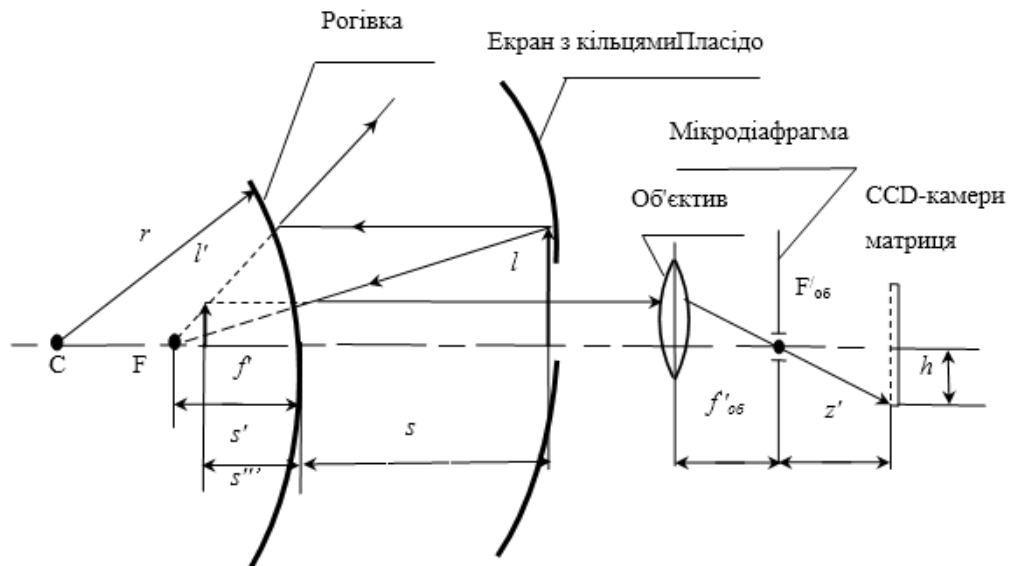


Рисунок 1.1 – Схема до пояснення дії сучасних вимірювачів параметрів геометричної форми поверхні рогівки.

Одномірна ехографія (А-режим) була введена в клінічну практику в середині минулого. Розвиток ехографії пов'язаний з введенням в клінічну практику комбінованого ультразвукового дослідження, що дозволяє дослідження визначити і об'ємні розміри анатомічних формувань

Для медичної діагностики використовуються коливання з частотою 0.8-10 МГц. Швидкість розповсюдження УЗ-хвиль у повітрі ≈ 340 м/с, а у воді та м'яких тканинах ≈ 1500 м/с, тому довжина вказаних хвиль у тканинах людини знаходиться в діапазоні 1.9–0.15 мм і можуть відбиватися від мікро неоднорідностей з такими ж розмірами [2]. Перевагою УЗ-сканування ока є те, що воно дозволяє здійснювати сканування ока від рогівки до сітківки при непрозорому кришталику, враженому катарактою. Але у цього методу все ж є свій недолік – це потреба забезпечення механічного контакту випромінювача А-сканера із рогівкою.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Копаевой. В. Г. Глазные болезни. Основы офтальмологии. – 2012. – 560 с.
2. Чиж І.Г., Копилов Я.В., Миронович В.Є. Апаратне забезпечення біометрії ока при хірургії катаракти.
3. Око людини та офтальмологічні прилади/ В.М. Сокурєнко, Г.С. Тимчик, І.Г. Чиж. – К.: НТУУ «КПІ», 2009. – 264 с.

Ярський Олександр Олегович — студент групи БМА-17, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: ram15ms.yarskiy@gmail.com.

Науковий керівник: **Злепко Сергій Макарович** — д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри біомедичної інженерії, Вінницького національного технічного університету.

Yarskiy Oleksandr Olegovich — student of BMA-17, Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnitsa National Technical University, c. Vinnitsa, e-mail: ram15ms.yarskiy@gmail.com.

Supervisor: **Zlepko Sergiy M.** — Dr. Sc., Professor, Head of the Department of Biomedical engineering, Vinnytsya national technical university.

МОДЕЛЬ БАЗИ ДАНИХ АВТОМАТИЗОВАНОЇ ІНФОРМАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ КОГНІТИВНИХ ФУНКЦІЙ ЛЮДИНИ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Основна мета проектування бази даних (БД) – це забезпечення цілісності даних та скорочення їх надлишковості, а отже, економія обсягу використаної пам'яті, зменшення часових і ресурсних витрат на багаторазові операції оновлення копій даних та ліквідація імовірності появи конфліктів через зберігання одних і тих же відомостей в різних місцях.

Перед початком проектування БД необхідно сформулювати вимоги, яким вона повинна відповідати. Комплекс цих вимог необхідно закласти при розробці відповідної моделі БД на кожному рівні проектування.

Ключові слова: база даних, проектування, системи управління, реєстр.

Abstract

A primary purpose of planning of database (DB) is providing of integrity of data and reduction of their surplus, and thus, economy of volume of the used memory, reduction of sentinel and resource charges on the frequent operations of updating of copies of data and liquidation of probability of appearance of conflicts through storage of the same information in different places.

Keywords: database, planning, control system, register.

Вступ

Перед початком проектування БД необхідно сформулювати вимоги, яким вона повинна відповідати. Комплекс цих вимог необхідно закласти при розробці відповідної моделі БД на кожному рівні проектування. Визначимо термін база даних як поіменовану та структуровану сукупність взаємозв'язаних даних, які виникають внаслідок функціонування розробленої медичної інформаційної системи, що реалізує інформаційну систему для моніторингу та дослідження поточного стану когнітивних функцій людини. Це визначення характеризує предметну область в сфері функціонування вищезазначеної системи. База даних фізично зберігається на носії інформації і перебуває під управлінням системи управління базою даних (СУБД). Оскільки база даних відповідає за певну множину даних, то на першому етапі її розроблення буде проведений аналіз структури інформаційної системи з метою виділення сфер діяльності та кінцевих результатів її роботи.

Результати дослідження

Предметна область використання автоматизованої системи охоплює проведення тестових досліджень, які дають змогу визначити стан когнітивних функцій людини, а саме пам'яті, уваги, сприйняття, психомоторної реакції, а також фізіологічних показників (шкірно-гальванічної реакції ШГР; частоти серцевих скорочень ЧСС; частоти дихання ЧД; температури поверхневого шару шкіри ТПШШ; рівня артеріального тиску (систоличного та діастолічного). Значення всіх цих параметрів повинні зберігатися в базі даних. Окрім цього, самі тестові методики бувають кількох типів для забезпечення адаптивності технології дослідження [2], що також знаходиться відображення в структурі бази даних. Також система повинна містити сховище даних, сховище тестових методик, сховище фізіологічних параметрів. Окрім цього необхідно передбачити сховище реєстру стрес-моделей (параметрів екстремальних ситуацій), які відображаються за допомогою засобів персональної комп'ютера. Також слід забезпечити ведення реєстру людей, які проходять тестування з використанням розробленої системи.

Перший етапом проектування полягає в побудові концептуальної моделі (модель представлення даних). До її задач відносяться відображення загальної структури даних, що повинні зберігатися в базі. Досвід розроблення медичних інформаційних систем дозволяє обрати реляційну модель даних в якості оптимальної конструкції для розробленої системи [3]. Тому на етапі логічного проектування відбувається створення реляційної схеми та структури двомірних таблиць (сутностей). Також в такій моделі необхідно врахувати зв'язки між таблицями та можливості запитів до бази, які будуть формуватися розробленими програмними засобами. Завдання концептуального моделювання бази даних – отримання моделей даних, які відображають інформаційний сенс конкретної БД. На цьому етапі здійснюється планування майбутньої структури, абстрагування, вивчення та опис предметної області БД. У результаті створена концептуальна інфологічна модель, яка визначає об'єкти, властивості та зв'язки БД.

Згідно з розробленою концептуальною моделлю виділимо три основні тематичні елементи БД – методичну, діагностичну та реєстраційну (рис. 1). Кожна з них поділяється за змістом та наповненням на окремі підсфери.



Рис. 1. Предметна область концептуальної моделі бази даних системи

В процесі розробки концептуальної моделі БД описана структура запитів, які подаються користувачами різних типів, при цьому кожен запит повинен отримувати інформацію з певним фрагментом предметної області. В деяких випадках можна складати комплексні запити, які можуть перекривати декілька областей даних.

Література

1. Coronel, C. Database systems: design, implementation, and management / Carlos Coronel, Steven Morris. – Cengage Learning, 2016. – 792 p.
2. Адаптивний алгоритм тестування для оцінювання когнітивних функцій людини / К. С. Навроцька, Д. Х. Штофель, С. В. Костішин, В. І. Макогон // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Серія: Інформатика та моделювання. – 2017. – № 21 (1243). – С. 135–143.
3. Кобринский, Б. А. Автоматизированные регистры медицинского назначения: теория и практика применения / Б. А. Кобринский. – Изд. 2-е, стер. – М. ; Берлин : Директ-Медиа, 2016. – 148 с.
4. N. Romanyuk; S. V. Pavlov; R. Yu. Dovhaliuk; N. P. Babyuk; M. D. Obidnyk, et al. Microfacet distribution function for physically based bidirectional reflectance distribution functions, *Proc. SPIE* 8698, Optical Fibers and Their Applications 2012, 86980L (January 11, 2013); doi:10.1117/12.2019338
5. N. I. Zabolotna; W. Wojcik; S. V. Pavlov; O. G. Ushenko and B. Suleimenov. Diagnostics of pathologically changed birefringent networks by means of phase Mueller matrix tomography, *Proc. SPIE* 8698, Optical Fibers and Their Applications 2012, 86980E (January 11, 2013); doi:10.1117/12.2019715
6. J. R. Rovira; Sergey V. Pavlov; Valentina B. Vassilenko; Waldemar Wójcik and L. Sugurova. Methods and resources for imaging polarimetry, *Proc. SPIE* 8698, Optical Fibers and Their Applications 2012, 86980T (January 11, 2013); doi:10.1117/12.2019732
7. S. V. Pavlov; S. V. Sander; T. I. Kozlovska; A. S. Kaminsky; W. Wojcik, et al. Laser photoplethysmography in integrated evaluation of collateral circulation of lower extremities, *Proc. SPIE* 8698, Optical Fibers and Their Applications 2012, 869808 (January 11, 2013); doi:10.1117/12.2019336
8. Methods of Processing Video Polarimetry Information Based on Least-Squares and Fourier Analysis // RH Rovira, SV Pavlov, OS Kaminski, MM Bayas - Middle-East Journal of Scientific Research, T. 16 (9), 1201-1204 2013. – P.1201-1204.

9. N. I. Zabolotna; S. V. Pavlov; A. G. Ushenko; A. O. Karachevtsev; V. O. Savich, et al. System of the phase tomography of optically anisotropic polycrystalline films of biological fluids, *Proc. SPIE* 9166, Biosensing and Nanomedicine VII, 916616 (August 27, 2014)
10. N. I. Zabolotna; S. V. Pavlov; A. G. Ushenko; O. V. Sobko and V. O. Savich. Multivariate system of polarization tomography of biological crystals birefringence networks, *Proc. SPIE* 9166, Biosensing and Nanomedicine VII, 916615 (August 27, 2014); doi:10.1117/12.2061105
11. Waldemar Wójcik, Andrzej Smolarz// Information Technology in Medical Diagnostics . London, July 11, 2017 by Taylor & Francis Group CRC Press Reference - 210 Pages.
12. Vassilenko, S Valtchev, JP Teixeira, S Pavlov. Energy harvesting: an interesting topic for education programs in engineering specialities / «Internet, Education, Science» (IES-2016) – 2016. – P. 149-156.

Злепко Сергій Макарович – д.т.н., проф., зав.каф. Біомедичної інженерії, Вінницький національний технічний університет, Вінниця. e-mail: s.zlepko@ukr.net;

Штофель Дмитро Хуанович – к.т.н., доц. Каф. Біомедичної інженерії, Вінницький національний технічний університет, Вінниця. e-mail: machinehead6926@gmail.com

Навроцька Ксенія Сергіївна – старший викладач каф. Біомедичної інженерії, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

INFORMATION MODELS FOR ASSESSMENT OF CORONARY HEART DISEASE DESTABILIZATION, BASED ON THE ANALYSIS OF THE LEVEL OF SOLUBLE VASCULAR ADHESION MOLECULES

Vinnitsa Pirogov National Medical University
 Vinnitsa National Technical University

Abstract

Problem of atherosclerosis, coronary heart disease (CHD) is one of the most actual problems in modern medicine. Nowadays, according to WHU more than 15 mil people die of cardio vascular diseases every year: majority of them do not survive to the age of 65. In the structure of mortality rate of the population from the diseases of blood circulatory system the first place is occupied by coronary heart disease (CHD). According to WHU data, various clinical forms of CHD are diagnosed in 15-20% of the adult population [1].

Keywords: medical-expert system, biomedical research, adhesion molecules, local vascular inflammatory process.

Introduction

Two approaches are used in medical expert systems for processing of information and organization of medical data [1]: fragmentation complexing. In the process of fragmentation the problem of data processing is divided into separate parts for its more efficient solution. In the process of complexing for solution of separate problems the parameters are united in larger sections.

In practice in medical-expert system (MES) both approaches find application, as the data of different studies are closely interconnected. The results of processing are used for verification of the diagnosis, choice of treatment methods, forecast conclusions, etc. Analysis of the parameters, used by modern medicine is of great importance for the development of medical diagnostic – information system.

For each of data bases corresponding membership function are defined to formalize the indexes [4,8]. That is why, logic equations for assessment of disease severity will have the following form (1-4).

$$\mu^{d1}(X_1, X_2) = \mu^H(X_1) \cdot \mu^{HC}(X_2); \quad (1)$$

$$\mu^{d2}(X_1, X_2) = \mu^{HC}(X_1) \cdot \mu^{HC}(X_2) \vee \mu^C(X_1) \cdot \mu^{HC}(X_2); \quad (2)$$

$$\mu^{d3}(X_1, X_2) = \mu^C(X_1) \cdot \mu^{HC}(X_2) \cdot \mu^{BC}(X_1) \cdot \mu^C(X_2); \quad (3)$$

$$\mu^{d4}(X_1, X_2) = \mu^{BC}(X_1) \cdot \mu^{BC}(X_2) \vee \mu^{BC}(X_1) \cdot \mu^{BC}(X_2) \vee \mu^B(X_1) \cdot \mu^B(X_2). \quad (4)$$

In the process of biomedical research the problem of adjusting neurofuzzy network appears. For adjustment of this network parameters the recurrent relations, suggested by Professor O.P. Rotshtein are used [4]. The essence of the adjustment is the selection of such parameters of membership functions ($b_i^{jp}(t)$, $c_i^{jp}(t)$) and weights of fuzzy rules ($w_{jp}(t)$) that provide minimum divergence between models and diagnostic results.

$$\sum_{i=1}^M (F_y(\hat{x}_1^l, \hat{x}_2^l, \dots, \hat{x}_{12}^l, W_i) - \hat{y}_l)^2 = \min_{W_i},$$

where $\langle \hat{x}_l, \hat{y}_l \rangle, l = \overline{1, M}$ - data of experimental research; b – maximum coordinate; C – parameter of compression and extension.

OBJECT AND METHODS OF STUDY

Studies, dealing with the investigations of sVCAM content in the blood of patients suffering from CHD are not numerous and controversial. According to Ridker P.M. [5,6], increase of sVCAM level in healthy people was connected with high risk of acute infarction. The increased content of sVCAM was revealed in patients, suffering ASC (acute coronary syndrome) and stable CHD [5,8].

However, there are reports about insufficient diagnostic and prognostic value of adhesion molecules in the patients, suffering from CHD[8].

173 CHD patients were under observation (124 men and 49 women, average age – $57,2 \pm 5,12$ years), these patients formed 2 main clinical groups – 92 patients with stable CHD, including 45 persons with II functional class (FC) and 47 persons- with III FC, 81 patients, admitted to hospital with acute coronary syndrome (43 patients with unstable (progressing) stenocardia and 38- with acute infarction). Diagnosis of stable CHD and variants of acute coronary syndrome was established in accordance with European Guidelines of European Society of Cardiology [1]. The survey did not contain patients with clinical implications of chronicle cardial insufficiency of III – IV functional class, with the expressed disturbances of liver and kidneys functioning, alcohol and drug dependence, acute or chronic inflammatory processes, with decompensated diabetes mellitus, thyroid disorders, third – fourth degree obesity, infectious diseases. Examination of the patients included interview, physical examinations, weighting, registration of 12 lead ECG, clinical blood analysis, clinical urine analysis (UA) determination of lipidic blood values (cholesterin total and high and low density lipoprotein, triglycerides), enzymes, creatinine, CRP by high sensitive method, BUN (blood urea nitrogen), electrolytes. Level of soluble vascular adhesion molecules (sVCAM), was detected using test-system, manufactured by the company BENDER MED SGGVSYSTEMS (Austria).

The control group for determination of reference values of the studied indices consisted of 30 volunteers – 22 men and 8 woman (average age $55,37 \pm 4,82$ years) without clinical manifestations of CVD (cardiovascular disease), whom, to exclude CHD, cycle ergometer test was carried out and lipid blood composition indices were determined.

Statistical processing of the results was carried out by means of software package Statistica 10.0 and Microsoft Excel 2000.

Results of the research and discussion. Average content of sVCAM in the persons of the control group was 626.0 ± 343.1 ng/ml, reference values – 557.0-694.0 ng/ml. Increase of sVCAM level occurred in 126 out of 173 patients (72,8%), however, the frequency and degree of the increase were not the same in various groups. When comparing the level of sVCAM with the severity of the disease, limiting indices were established and three degrees of increase were defined: minimal (from 695 to 810 ng/ml), average (810- 1110 ng/ml) and high (more than 1110ng/ml). The most expressed and the most frequent was the increase of sVCAM level in the patient with ACS, the differences of average values in the patients with non-stable angina pectoris and myocardial infarction were not reliable (Tabl 1).

Tabl.1 Level of sVCAM and C – reactive protein in CHD (M $\pm$ m)

Indices	stable CHD			Instable progress		
	FC II	FC III	THE WHOLE GROUP	NS	MI	THE WHOLE GROUP
sVCAM, ng/ml	1062,8 $\pm$ 38,3*	1322,2 $\pm$ 55,1* #	1195,3 $\pm$ 29,3* *	1661,7 $\pm$ 31,6*	1753,2 $\pm$ 47,6*	1737,5 $\pm$ 32,5 ⁺
CRP, mg/l	2,74 $\pm$ 0,09*	3,87 $\pm$ 0,13*#	3,34 $\pm$ 0,11*	6,04 $\pm$ 0,32*	8,12 $\pm$ 0,23* [^]	7,09 $\pm$ 0,619 ⁺

Notes 1* - validity of indices differences as compared with the control group at $P < 0,05$; 2 + - validity of indices differences of the patients with FC III as compared with the group of patients with FC II at $P < 0,05$; 3 ^ - validity of indices differences of patients with myocardial infarction as compared with the group of patients with non-stable angina pectoris at $P < 0,05$; 4 + - validity of indices differences of patients with stable and non-stable process progress at $P < 0,05$.

Frequency of CRP increase was the least among the patients with II FC of stable CHD (66/7%) and the greatest among myocardial infarction patients (92.1%). In the course of stable CHD progress frequency of CRP increase grew with the increase of disease severity and was 70.2% in case of III FC. Destabilization of the process and the progress of angina pectoris was accompanied by further increase of CRP level increase frequency (74.4%). Definite connection between the level of sVCAM and CRP content was recorded both in the group of patients with stable CHD ($r=0.44$, $p<0.01$) and ACS ($r=0.57$, $p<0.01$), this testifies the role of inflammation activation in the disorder of the adhesive function of the endothelium.

CONCLUSIONS

The research carried out, showed that the increased level of soluble adhesion molecules sVCAM – 1 in the blood of CHD patients is the reflection both of system and local vascular inflammatory process of low gradation, instability of atherosclerotic plaque and the possibility of ACS development.

Medical expert system is developed for assessment of destabilization of coronary heart disease on the base of soluble vascular adhesion molecules analysis. The content of adhesion molecules in the blood shows the risk of CHD destination to a far greater degree than CRP content and could be the criterion of its destabilization and may serve as an index of process activity and one of the targets for treatment order, including realization of angioprotective interventions.

REFERENCE

- [1] 2013 ESC guidelines on the management of stable coronary artery disease: the Task Force on the management of stable coronary artery disease of the European Society of Cardiology. Eur. Heart J. 34(38) (2013), 2949-3003.
- [2] Kotseva K., Wood D., De Backer G. et al. EUROASPIRE IV: A European Society of Cardiology survey on the lifestyle, risk factor and therapeutic management of coronary patients from 24 European countries. Eur. J. Prevent. Cardiol. (2015).
- [3] Anogeianaki, A., Angelucci D., Cianchetti E., Alessandro M.D. [et al.] Atherosclerosis: a classic inflammatory disease. Int. J. Immunopathol. Pharmacol.– 24(4) (2011), 817-825.
- [4] Rodondi N. Markers of atherosclerosis and inflammation for prediction of coronary heart disease in older adults. Amer. J. Epidemiol. 171(5) (2010), 540-549.
- [5] Rotshtein A. Design and Tuning of Fussy IF – THEN Vuly for Medical Didicol Diagnosis. In Fussy and Neuro-Fussy Systems in Medicine (Eds: N. Teodorescu, A. Kandel, I. Lain.). – USA. CRC-Press, 1998, pp. 235–295.
- [6] Photoplethysmographic technologies of the cardiovascular system control. S.V. Pavlov, V.P.Kozhemyako, V.G. Petruk, P.F. Kolisnik, UNIVERSUM, Vinnytsia, 2007, 237 p.
- [7] Sergiy Kostishyn; Sergiy Tymchyk; Roman Vyrozyb; Alexandra Zlepko; Volodymyr Pavlov. Design features of automated diagnostic systems for family medicine. Proc. of 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering. Telecommunications and Computer Science (TCSET), 2016, (14 April 2016), 10.1109/TCSET.2016.7452180.
- [8] Valentina K. Serkova, Sergey V. Pavlov, Valentina A. Romanava, Yuriy I. Monastyrskiy, Sergey M. Ziepkko, Nanaliya V. Kuzminova, Waldemar Wójcik, Róża Dzierżak, Aliya Kalizhanova, Gulzhan Kashaganova, "Medical expert system for assessment of coronary heart disease destabilization based on the analysis of the level of soluble vascular adhesion molecules", Proc. SPIE 10445, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High Energy Physics Experiments 2017, 104453O (7 August 2017).

Павлов Сергій Володимирович - д.т.н., проф., Вінницький національний технічний університет, Вінниця. e-mail: psv@vntu.edu.ua;

Зленко Сергій Макарович – д.т.н., проф., зав.каф. Біомедичної інженерії, Вінницький національний технічний університет, Вінниця. e-mail: s.zlepko@ukr.net;

Валентина Романова – Вінницький національний медичний університет, Вінниця. e-mail: psv@vntu.edu.ua

Валентина Серкова – Вінницький національний медичний університет, Вінниця. mail: serkova490@gmail.com

PIXEL-BASED PARALLEL ALGORITHM FOR RETINAL VESSEL TREE SEGMENTATION

Vinnitsia National Technical University, Ukraine

Abstract

Identification of retinal blood vessels allows carrying out early diagnosis of retina. A lot of algorithms have been developed for the segmentation of the retinal vessel tree. Some of these algorithms are based on neural networks or other supervised techniques and show high accuracy but lack of speed. At the same time, some applications may require high speed of segmentation process and less level of accuracy. Our algorithm is fully parallel and based on computation of image convolution thus allowing fast retinal vessel tree segmentation.

Keywords: 8-bit images; green component; database; Kirsch operator.

Introduction

Developed algorithm consists of next stages:

1. The values of pixels from green component of input RGB retinal image are transformed according to next equation in case of 8-bit images:

$$I_{out} = (255 - I_{in}) - I_{in},$$

where I_{out} – pixel value after computation, I_{in} – pixel value before computation.

2. Convolution of image received after step 1 with 8 kernels of Kirsch operator shown at figure 1 according to next equation:

$$Contours = \frac{1}{15}(I * K_1) + \frac{1}{15}(I * K_2) + \frac{1}{15}(I * K_3) + \frac{1}{15}(I * K_4) + \frac{1}{15}(I * K_5) + \frac{1}{15}(I * K_6) + \frac{1}{15}(I * K_7) + \frac{1}{15}(I * K_8)$$

By performing this we receive image with marked edges.

$$K_1 = \begin{bmatrix} 5 & -3 & -3 \\ 5 & 0 & -3 \\ 5 & -3 & -3 \end{bmatrix} K_2 = \begin{bmatrix} -3 & -3 & -3 \\ 5 & 0 & -3 \\ 5 & 5 & -3 \end{bmatrix} K_3 = \begin{bmatrix} -3 & -3 & -3 \\ -3 & 0 & -3 \\ 5 & 5 & 5 \end{bmatrix} K_4 = \begin{bmatrix} -3 & -3 & -3 \\ -3 & 0 & 5 \\ -3 & 5 & 5 \end{bmatrix}$$

$$K_5 = \begin{bmatrix} -3 & -3 & 5 \\ -3 & 0 & 5 \\ -3 & -3 & 5 \end{bmatrix} K_6 = \begin{bmatrix} -3 & 5 & 5 \\ -3 & 0 & 5 \\ -3 & -3 & -3 \end{bmatrix} K_7 = \begin{bmatrix} 5 & 5 & 5 \\ -3 & 0 & -3 \\ -3 & -3 & -3 \end{bmatrix} K_8 = \begin{bmatrix} 5 & 5 & -3 \\ 5 & 0 & -3 \\ -3 & -3 & -3 \end{bmatrix}$$

Figure 1. Kernels of Kirsch operator

3. Computation of average edge intensity according to equation:

$$Edge_{average} = \frac{Edge_{total}}{PCount}$$

where $Edge_{total}$ – total value of all edge pixels from *Contours* image, $PCount$ – total count of pixels which represent retina on image.

4. Splitting of green component and *Contours* images on sub images of square size 12 x 12 pixels, thus allowing to perform following computations on each sub image simultaneously.

5. Computation of threshold value for each sub image according to equation:

$$Threshold = \begin{cases} \frac{aG_{sub} + mG_{sub}}{2}, & aC_{sub} \geq aC_{image} \\ 255, & aC_{sub} < aC_{image} \end{cases}$$

where aG_{sub} – average value of green component pixels at current sub image, mG_{sub} – maximum value of green component pixels at current sub image, aC_{sub} – average value of edge pixels at current sub image, aC_{image} – average value of edge pixels at whole image.

All described steps are illustrated on figure 2.

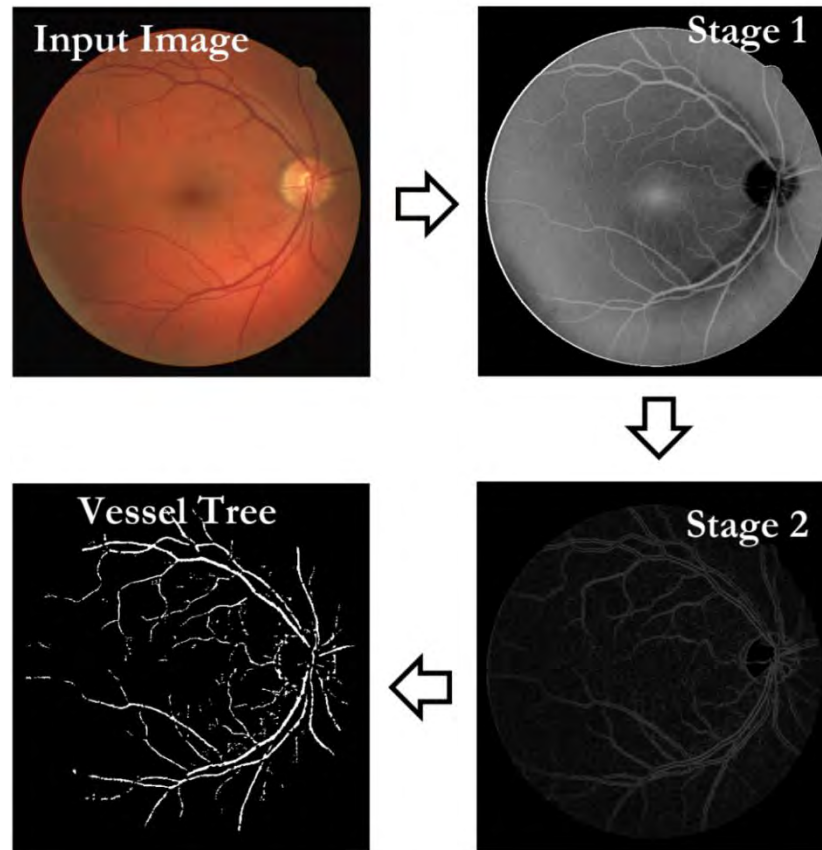


Figure 2. Visual representation of developed algorithm

Conclusions. The developed algorithm has simple implementation and showed 92% accuracy of segmentation of retinal images from DRIVE database.

References

- [1] S.I. Vyatkin. Complex Surface Modeling Using Perturbation Functions, Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing, Volume 43, Number 3, 2007, pp. 226-231.
- [2] Paul S. Heckbert and Michail Garland. Optimal Triangulation and Quadric-Based Surface Simplification. Journal of Computational Geometry: Theory and Applications, October 25, 1999.
- [3] Zabolotna, Natalia I.; Pavlov, Sergii V.; Radchenko, Kostiantyn O.; et al. Edited by: Romaniuk, RS; Wojcik, W. Diagnostic efficiency of Mueller - matrix polarization reconstruction system of the phase structure of liver tissue. Proceedings of SPIE Volume: 9816 Article Number: 98161E Published: 2015
- [4] Vyatkin, Sergey I.; Romanyuk, Alexander N.; Gotra, Zenon Y.; et al. Offsetting, relations and blending with perturbation functions; Proceedings of SPIE Volume: 10445 Article Number: UNSP 104452B Published: 2017.
- [5] Wojcik, Waldemar; Kisala, Piotr Source: The application of inverse analysis in strain distribution recovery using the fibre bragg grating sensors: METROLOGY AND MEASUREMENT SYSTEMS, Volume: 16 Issue: 4 Pages: 649-660 Published: 2009.

- [6] Methods of Processing Video Polarimetry Information Based on Least-Squares and Fourier Analysis // RH Rovira, SV Pavlov, OS Kaminski, MM Bayas - Middle-East Journal of Scientific Research, T. 16 (9), 1201-1204 2013. – P.1201-1204.
- [7] N. I. Zabolotna; S. V. Pavlov; A. G. Ushenko; O. V. Sobko and V. O. Savich. Multivariate system of polarization tomography of biological crystals birefringence networks, *Proc. SPIE* 9166, Biosensing and Nanomedicine VII, 916615 (August 27, 2014); doi:10.1117/12.2061105
- [8] Waldemar Wójcik, Andrzej Smolarz// Information Technology in Medical Diagnostics . London, July 11, 2017 by Taylor & Francis Group CRC Press Reference - 210 Pages.
- [9] Vassilenko, S Valtchev, JP Teixeira, S Pavlov. Energy harvesting: an interesting topic for education programs in engineering specialities / «Internet, Education, Science» (IES-2016) – 2016. – P. 149-156.

Павлов Сергій Володимирович - д.т.н., проф., Вінницький національний технічний університет, Вінниця. e-mail: psv@vntu.edu.ua;

Вовкортуб Діна Вікторівна – к.т.н., науковий співробітник *Sperco*, Вінниця.

E-mail: machinehead6926@gmail.com

Романюк Олександр Нікіфорович – д.т.н., проф. Каф. Програмного забезпечення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця. e-mail: rom8591@gmail.com

INTELLECTUALIZED SYSTEM OF 2D- MULLER –MATRIX TOMOGRAPHY FOR DIAGNOSTICS OF FRACTIONAL LAYERS OF BIOLOGICAL TISSUE

Vinnitsia National Technical University, Ukraine

Abstract

The further progress of the methods of polarize-sensible optical coherent tomography may be associated with the development of new methods for analysis and processing the polarize nonhomogeneous images of the real multi-layer biological tissues (BT), which form the physiological organs. The issues of using the laser polarimetry for diagnosing the oncologic changes in the under-surface layers, shielded by other layers of biological tissues of this or the other human organ remain poorly researched.

Keywords: polarizing scanning, Muller matrix, experimental parameters, biological tissue.

Introduction

Our work is aimed at the experimental research of the possibilities of polarized reconstruction (tomography) of the coordinate distributions of Muller matrix elements of the under-surface layers of the smooth muscle, which is shielded by the layer of the conjunctive tissue, cervix of the uterus in the system of 2D-Muller –matrix tomography.

The architecture of the system contains the measuring (radiator, collimator, block of polarizing scanning, objecting block, projecting block, 6 polarized filters, block for registering and two-measuring data discretization), which forms the Muller matrix of the BT structure, as well as PC with special software. The latter realizes the algorithmic reproduction of the “orientational” and “phasic” 2D-distributions (tomograms) of the birefringence crystals in the net of polarizationally reproduced under-surface layer and their analysis (statistical, correlation, fractal).

Optically-thin (weakening factor $\tau \leq 0,1$) histological cryomicroscopic sections of the healthy and pathologically changed (cancerous state - dysplasia) tissue of the neck of uterus were used as the research material

As the diagnostic parameters of the Muller matrix of the neck of uterus tissue there had been chosen two of its diagonal elements y_{22} and y_{44} , which characterize correspondingly the “orientational” and “phasic” properties of the net of biological crystals of the layer of smooth muscle.

Results and their discussion. The table presents the values of statistical, correlation and spectral moments, which characterize the coordinate, autocorrelation and fractal distributions of the directly measured (optically-thin layers of the healthy tissue of the smooth muscle and in the state of dysplasia) and polarized reproduced (two-layers structure “smooth muscle– connecting tissue) of matrix elements $y_{22}^*(m \times n)$ i $y_{44}^*(m \times n)$.

Table

y_{ik}	y_{22}				y_{44}			
state	norm		pathology		norm		pathology	
$M^{(1)}$	0,31	0,27*	0,38	0,33*	0,25	0,21*	0,19	0,25*
$M^{(2)}$	0,18	0,2*	0,21	0,24*	0,14	0,1*	0,08	0,11*
$M^{(3)}$	0,31	0,36*	0,49	0,57*	0,29	0,19*	0,77	0,56*
$M^{(4)}$	3,35	3,91*	4,19	4,71*	1,64	1,14*	6,19	4,99*
$Q^{(2)}$	0,22	0,24*	0,18	0,22*	0,18	0,23*	0,14	0,17*
$Q^{(4)}$	1,14	1,42*	1,43	1,59*	0,97	0,74*	1,85	1,11*
$J^{(1)}$	0,62	0,57*	0,55	0,63*	0,59	0,68*	0,66	0,72*
$J^{(2)}$	0,14	0,19*	0,16	0,22*	0,17	0,12*	0,34	0,28*
$J^{(3)}$	0,19	0,21*	0,27	0,24*	0,24	0,15*	0,41	0,29*
$J^{(4)}$	0,42	0,32*	0,48	0,36*	0,32	0,22*	0,57	0,36*

The analysis of the data shows that method of Muller matrix reproduction of the polarized properties of the optic – anisotropic structure of the smooth muscle in the multi-layer tissue of the uterus is of high efficiency – the maximal differences between the experimental parameters and polarizely reproduced do not exceed 35% - 45%.

It had been shown that the most diagnostically efficient for the differentiation of the optic properties of the healthy and oncologically changed layer of the tissue of the smooth muscle of the uterus are: 2-d, 3-d and 4-th statistic moments of coordinate distributions $y_{44}^*(m \times n)$ – differences between them are within 1,8 (M_2) - 4 (M_4) times; the 4-th correlation moment- differences between them are up to 2 times; 22-d, 3-d and 4-th spectral moments - differences between them are up to 1,65 – 2 times.

Conclusion. For Muller matrix images of the polarized reproduced orientation elements $y_{22}^*(m \times n)$ of the layer of the tissue of the smooth muscle of the uterus, the diagnostic efficiency of the method of polarized modulation tomography appeared to be insignificant, - the difference between the statistical $M_{i=1;2;3;4}$, corellational $Q_{i=2;4}$ and spectral $J_{i=1;2;3;4}$ parameters of the both groups of samples do not exceed 15% - 35%.

References

- [1]. Timchenko, Leonid I.; Pavlov, Sergii V.; Kokryatskaya, Natalia I.; et al. Bio-inspired approach to multistage image processing: PHOTONICS APPLICATIONS IN ASTRONOMY, COMMUNICATIONS, INDUSTRY, AND HIGH ENERGY PHYSICS EXPERIMENTS 2017 Book Series: Proceedings of SPIE Volume: 10445 Article Number: UNSP 104453M Published: 2017.
- [2]. Wojcik, W; Cakala, S; Kotyra, A; et al. Analysis of the operation of an electrooptical Pockels effect: TECHNOLOGY AND APPLICATIONS OF LIGHT GUIDES Book Series: PROCEEDINGS OF THE SOCIETY OF PHOTO-OPTICAL INSTRUMENTATION ENGINEERS (SPIE) Volume: 3189 Pages: 110-121 Published: 1997.

- [3]. Maciejewski, Marcin; Surtel, Wojciech; Wojcik, Waldemar; et al. Telemedical systems for home monitoring of patients with chronic conditions in rural environment: ANNALS OF AGRICULTURAL AND ENVIRONMENTAL MEDICINE Volume: 21 Issue: 1 Pages: 167-173 Published: 2014.
- [4]. Smolarz, Andrzej; Gromaszek, Konrad; Wojcik, Waldemar; et al. : Optical methods and artificial intelligence in diagnostics of industrial pulverized coal burner: PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY Volume: 88 Issue: 9B Pages: 259-261 Published: 2012.
- [5]. Kotyra, Andrzej; Wojcik, Waldemar; Gromaszek, Konrad; et al. Assessment of biomass-coal co-combustion on the basis of flame image. PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY Volume: 88 Issue: 11B Pages: 295-297 Published: 2012.
- [6]. Methods of Processing Video Polarimetry Information Based on Least-Squares and Fourier Analysis // RH Rovira, SV Pavlov, OS Kaminski, MM Bayas - Middle-East Journal of Scientific Research, T. 16 (9), 1201-1204 2013. – P.1201-1204.
- [7]. N. I. Zabolotna; S. V. Pavlov; A. G. Ushenko; A. O. Karachevtsev; V. O. Savich, et al. System of the phase tomography of optically anisotropic polycrystalline films of biological fluids, *Proc. SPIE* 9166, Biosensing and Nanomedicine VII, 916616 (August 27, 2014)
- [8]. N. I. Zabolotna; S. V. Pavlov; A. G. Ushenko; O. V. Sobko and V. O. Savich. Multivariate system of polarization tomography of biological crystals birefringence networks, *Proc. SPIE* 9166, Biosensing and Nanomedicine VII, 916615 (August 27, 2014); doi:10.1117/12.2061105.
- [9]. Roman N. Kvyetnyy, Olga Yu. Sofina, Alla V. Lozun, and etc. "Modification of fractal coding algorithm by a combination of modern technologies and parallel computations", *Proc. SPIE* 9816, Optical Fibers and Their Applications 2015, 98161R (17 December 2015).
- [10]. Roman Kvyetnyy, Yuriy Bunyak, Olga Sofina, and etc. "Blur recognition using second fundamental form of image surface", *Proc. SPIE* 9816, Optical Fibers and Their Applications 2015, 98161A (17 December 2015).
- [11]. Roman N. Kvyetnyy, Olexander N. Romanyuk, Evgenii O. Titarchuk, and etc. "Usage of the hybrid encryption in a cloud instant messages exchange system ", *Proc. SPIE* 10031, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2016, 100314S (28 September 2016).

Заболотна Наталія Іванівна - д.т.н., проф. каф. лазерної та оптикоелектронної техніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця. e-mail: natalia.zabolotna@gmail.com;
Павлов Сергій Володимирович - д.т.н., проф., Вінницький національний технічний університет, Вінниця. e-mail: psv@vntu.edu.ua
Рональд Ровіра - phd., Universidad Estatal de la Península de Santa Elena, Ecuador.

МЕТОД ВИБОРУ ІНФОРМАТИВНИХ ПОКАЗНИКІВ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ РІВНЯ ЗДОРОВ'Я

Вінницький національний технічний університет;

Анотація

Запропоновано метод визначення інформативних показників для визначення рівня здоров'я для групування за показниками, визначеними на рівні фізіологічних систем організму.

Ключові слова: інформаційна технологія, метод, функціональний стан, експерт.

Abstract

The method of determination of informative indicators for determining the level of health for grouping according to the indicators determined at the level of physiological systems of the organism is proposed.

Keywords: information technology, method, functional state, expert.

Вступ

Визначення стану здоров'я студента передбачає вивчення ролі фізіологічних, психічних реакцій і станів здорового організму в забезпеченні ефективної і надійної роботи та навчання. Це дозволяє паралельно провести якісний і кількісний аналіз динаміки діяльності. Якісний аналіз спрямовується на розкриття сутності психічної регуляції. Кількісний аналіз, в свою чергу, дозволяє на основі фізіологічних показників достовірно інтерпретувати дані, отримані при використанні методу якісної оцінки надійності діяльності студента [1, 2].

Результати дослідження

Відомо, що виміряти рівень здоров'я людини, а особливо студента досить складно, оскільки такий процес вимагає отримання об'єктивних оцінок параметрів здоров'я і зробити це, використовуючи тільки первинні (ті, що підлягають безпосередньому виміру), практично неможливо.

Саме тому, ВООЗ рекомендує для визначення стану здоров'я людини (студента) інтегральні показники, такі як фізичний розвиток, функціональний стан, фізична працездатність, фізіологічний резерв, адаптаційний потенціал та інтегративна оцінка стану здоров'я.

В той же час, процедура вибору інформативних показників є не що інше, як класифікаційна задача, розв'язком якої є отримання простору інформативних показників, що характеризують фізіологічні і психічні витрати людини (студента) при виконанні ним відповідної діяльності (навчання).

Більшість інформативних показників є інтегральними показниками і не піддаються безпосередньому виміру. Фактично вони є латентними (прихованими) змінними, які неможливо виміряти, а можливо визначити тільки за допомогою деякої множини інформативних ознак (індикаторів), які можна оцінити. Доведено, що для дослідження подібних латентних змінних найкраще підходить апарат теорії вимірювання латентних змінних на основі моделей Г. Раша.

Підвищити рівень інформативності простору отриманих показників можна, об'єднавши теорію вимірювання латентних змінних і модель Г. Раша з методом групового урахування аргументів та експертною оцінкою. Пропоноване об'єднання є легітимним, оскільки всі його складові орієнтовані на використання малих вибірок при відсутності «явних» зв'язків між аргументами і цільовою функцією.

Але для варіанту, що розглядається в дисертаційній роботі, достатньо теорії латентних змінних у поєднанні з моделлю Г. Раша.

Метод вибору інформативних показників для визначення рівня здоров'я студентів, який отримав розвиток в даній дисертаційній роботі представлено послідовністю логічно-зв'язаних етапів.

I етап – експертна оцінка – визначається експертним шляхом склад інформативних показників (індикаторних змінних), який формується із множини можливих первинних і вторинних показників здо-

ров'я студентів і включає такі латентні змінні: рівень фізичного здоров'я (YFZ), рівень функціонального стану (YFS), рівень фізичної працездатності (YFP), рівень фізіологічного резерву (YFR) і рівень адаптаційного потенціалу (YAP).

II етап – перетворення вимірювальних шкал – здійснюється перевод кількісних шкал індикаторних змінних X_i у якісні шкали K_i і формується, таким чином, єдиний діапазон якісних змін індикаторних змінних.

III етап – вибір інформативних ознак (показників)

1. Розраховуються за допомогою пакета RUMM2030 [3] теоретичні залежності моделей Г.Раша для кожної індикаторної змінної

$$P_j \{x_{ij} = 1, \beta_j\} = \frac{\exp(\Theta - \beta_j)}{1 + \exp(\Theta - \beta_j)},$$

де $X_{ij}=1$, якщо дана індикаторна змінна входить до складу латентної змінної; Θ – латентна змінна; β_j – рівень складності визначення належності x_{ij} відповідній Θ_i [].

2. Визначаються середні значення результатів експериментальних вимірювань (або розрахунків) за критерієм x_i – квадрат для кожної індикаторної змінної

$$X^2 = \frac{(f_0 - f_e)^2}{f_e},$$

де f_0 – фактичні частоти, або частоти «спостереження»; f_e – частоти «очікування».

3. Проводиться порівняння $P_j \{x_{ij} = 1, \beta_j\}$ з X^2 по кожній індикаторній змінній.

Індикаторні змінні, для яких виконується умова $X^2_{критичн} P < 0,05$, виключаються у переліку інформативних ознак (показників).

4. Повторюється процедура за п.3 до тих пір, поки в переліку інформативних ознак (показників) для кожної латентної змінної, залишаться тільки ті інформативні ознаки (показники), для яких умова $X^2_{критичн} P < 0,05$ не виконується.

VI етап – визначення міри інформативності індикаторної змінної (контрольний) – використовуючи інтерактивний пакет RUMM2020, визначаємо міру інформативності i -ої індикаторної змінної, як величину її рівня значимості Location – Li з діапазоном змін $\{L_{imix} < L_{io} < L_{imax}\}$.

Якщо середня значимість інформативних ознак (показників) відрізняється від середнього рівня інтегрального показника L_{cn} більше, ніж на 0,5 логіт, показник Li зменшується пропорційно різниці логіт відповідно до формули

$$Li = Lio * \alpha,$$

де Lio – величина рівня значимості, яка отримана розрахунковим шляхом за допомогою пакета RUMM2020; α – ваговий коефіцієнт, який визначається експертами, виходячи із їх рівня довіри до моделі Г.Раша з урахуванням різниці $(L_{cp} - L_{cn})$; L_{cp} – середня значимість інформативних ознак (показників); L_{cn} – середнє значення інтегрального показника.

Виконання наведеної умови свідчить про те, що система інформативних ознак (показників) відповідає латентній змінній, яка вимірюється і набір визначених інформативних ознак (показників) є ефективним для цілей вимірювання узагальненої латентної змінної.

Висновки

Запропонована технологія є багатофункціональною, що дозволяє використовувати її, в залежності від переліку біосигналів, на любых етапах досліджень від профоглядів до поглиблених обстежень.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Романчук О. П. Лікарсько-педагогічний контроль в оздоровчій фізичній культурі: навч. метод. пос. / О. П. Романчук. – Одеса: видавець Бокаєв В. В., 2010. – 206 с.

2. Прилуцкий А. А. Устройство беспроводной передачи электрокардиографических и электроэнцефалографических данных / А. А. Прилуцкий, С. В. Селищев. – Медицинская техника. – 2011. - № 6(270). – С. 14-17.

3. RUMM For analysing assessment and attitude questionnaire data / Электроний ресурс. - Назва з екрану - <http://www.rummlab.com.au/>.

Тимчик Сергій Васильович — канд. техн. наук, доцент кафедри біомедичної інженерії, Вінницький національний технічний університет

Tymchyk Serhyi V. — Cand. Sc. (Eng), Assistant Professor of Biomedical Engineering Department, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia

МЕТОДИ БІОМЕТРИЧНОЇ ІДЕНТИФІКАЦІЇ

Вінницький національний технічний університет;

Анотація

Було проведено аналіз літературного контенту, присвяченого методам біометричної ідентифікації та технологіям їх реалізації, підтверджено актуальністю існуючої проблеми ідентифікації і аутентифікації особистості і визначено її як одну з пріоритетних, вирішення якої сприяє якісному збереженню персональних даних.

Ключові слова: методи, ідентифікація, аутентифікація, збереження персональних даних.

Abstract

An analysis of the literary content devoted to the methods of biometric identification and the technologies of their implementation was confirmed by the relevance of the existing problem of identification and authentication of the individual and identified as one of the priorities, the solution of which contributes to the quality preservation of personal data.

Keywords: methods, identification, authentication, preservation of personal data.

Вступ

За принципом дії біометричні методи ідентифікації поділяються на статичні (за ознаками, даними людині з народження), динамічні (за ознаками, набутими в процесі існування) та комбіновані (поєднання двох перших). [3]

Фізіологічні (статичні) методи біометричної ідентифікації:

- сканування райдужної оболонки ока;
- сканування сітківки ока;
- сканування вен долоні;
- геометрія кисті руки (відбитки пальців – дактилоскопія, розмір, довжина і ширина долонь);
- розпізнавання рис обличчя (контур, форма; розташування очей і носа);
- структура ДНК-сигнатури.

Поведінкові (динамічні) методи:

- аналіз підпису (форма букв, манера письма, натиск);
- аналіз тембру голосу;
- аналіз клавiатурного почерку та ін. [1; 4]

Результати дослідження

За технологією реалізації методи ідентифікації особистості бувають: оптоелектронні, напівпровідникові, ультразвукові, піроелектричні, електрооптичні, комбіновані, телевізійні та тепловізійні.

Таблиця 1. Надійність та сфера застосування методів ідентифікації

Метод	Носій біометричної інформації	Імовірність помилки	Надійність	Сфера застосування
Розпізнавання райдужної оболонки ока	Візерунок райдужки	1/1200000	Висока	Критичні до кількості помилок сервіси
Розпізнавання малюнка вен кисті руки	Візерунок вен	1/1100000	Висока	Критичні до кількості помилок сервіси

Дактилоскопія	Відбитки пальців	1/1000	Середня	Універсальна
Форма руки	Розмір, довжина й ширина долонь	1/700	Низька	Некритичні до кількості помилок сервіси
Розпізнавання обличчя	Контур, форма; розташування очей і носа	1/100	Низька	Некритичні до кількості помилок сервіси
Підпис	Форма букв, манера листа, натиск	1/100	Низька	Некритичні до кількості помилок сервіси
Розпізнавання голосу	Характеристики голосу	1/30	Низька	Телефонні сервери

Найпоширенішими методами біометричної ідентифікації особистості (з аналізу ринку даної галузі електроніки) є сканування райдужної оболонки і сканування відбитків пальців, які разом становлять 2/3 від усього обсягу застосування систем ідентифікації.

Переважає більшість людей вважають, що в пам'яті комп'ютера зберігається зразок відбитка пальця, голосу людини або картинка райдужної оболонки його ока. Але насправді в більшості сучасних систем це не так. У спеціальній базі даних зберігається цифровий код довжиною до 1000 біт, який асоціюється з конкретною людиною, що має право доступу. Сканер або будь-який інший пристрій, використовуваний у системі, зчитує певний біологічний параметр людини. Далі він обробляє отримане зображення або звук, перетворюючи їх на цифровий код. Саме цей ключ і порівнюється із вмістом спеціальної бази даних для ідентифікації особистості. [2]

Висновки

Розглянуто основні методи біометричної ідентифікації: статичні методи (за відбитками пальців, за райдужною оболонкою ока, за геометрією обличчя або кисті руки, за венозним малюнком руки, за сітківкою ока) та динамічні (ідентифікація за голосом, за набором на клавіатурі, за підписом).

Крім вище зазначених методів біометричної ідентифікації також розглянуто і нові методи біометричної ідентифікації: за термограмою обличчя, за характеристиками ДНК, за спектроскопією шкіри, за формою вухної раковини, за ходою людини; за індивідуальними властивостями людини, за рівнем солоності шкіри.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. В. Моржаков, А. Мальцев. Современные биометрические методы идентификации. Источник: www.polyset.ru
2. В. Моржаков, А. Мальцев. Современные биометрические методы идентификации. // БДИ. – 2009. – №2.
3. Современные биометрические методы идентификации. <https://habrahabr.ru/post/126144/>
4. Царьов Р. Ю. Біометричні технології: навч. посіб. [для вищих навчальних закладів] / Р. Ю. Царьов, Т. М. Лемеха. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2016. – 140 с.: іл.

Новіцький Геннадій Михайлович — аспірант кафедри БМІ, факультет ФІРЕН, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Науковий керівник: **Коваль Леонід Григорович** — канд. техн. наук, доцент, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

Novitskij Gennadij M. — postgraduate, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Supervisor: **Koval Leonid G.** — assistant professor, Candidate of Technical Sciences, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia

АКТУАЛЬНІ ПРОБЛЕМИ ІДЕНТИФІКАЦІЇ І АВТЕНТИФІКАЦІЇ ОСОБИСТОСТІ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Було проведено аналіз літературного контенту, присвяченого системам біометричної ідентифікації, підтверджено актуальністю існуючої проблеми ідентифікації і аутентифікації особистості і визначено її як одну з пріоритетних, вирішення якої сприяє якісному збереженню персональних даних.

Ключові слова: системи біометричної ідентифікації, ідентифікація, аутентифікація, збереження персональних даних.

Abstract

An analysis of the literary content devoted to the systems of biometric identification was confirmed by the relevance of the existing problem of identification and authentication of the individual and identified as one of the priorities, the solution of which contributes to the quality preservation of personal data.

Keywords: biometric identification system, identification, authentication, personal data storage.

Вступ

Біометричні технології базуються на біометрії, вимірюванні унікальних характеристик окремо взятої людини. До них належать унікальні ознаки, отримані нею з народження (ДНК, відбитки пальців, райдужна оболонка ока), або характеристики, придбані згодом або ж здатні змінюватися з віком або в результаті зовнішнього впливу (почерк, голос або хода). [1]

Результати дослідження

Біометричні технології застосовуються в багатьох областях, пов'язаних із забезпеченням безпеки доступу до інформації й матеріальних об'єктів, а також у завданнях унікальної ідентифікації особистості. Застосування біометричних технологій різноманітні: доступ до робочих місць і мережних ресурсів, захист інформації, забезпечення доступу до певних ресурсів і безпека. Ведення електронного бізнесу й електронних урядових справ можливе тільки після дотримання певних процедур з ідентифікації особистості. Біометричні технології використовуються в області безпеки банківських обігів, інвестування тощо, а також роздрібній торгівлі, охороні правопорядку, питаннях охорони здоров'я, а також у сфері соціальних послуг.

Біометрія незабаром стане застосовуватися у всіх сферах економіки й приватного життя, у наш час активно використовується біометрія і в деяких інших областях, таких як:

- ігорний бізнес;
- ідентифікація в мобільних пристроях: смартфонах, КПК, планшетних комп'ютерах;
- у транспортній області як платіжний засіб;
- електронні системи голосування (використовуються замість карток);
- у медицині біометрія використовується для ідентифікації медичних працівників під час отримання доступу до закритих даних і для електронного підпису записів в історії хвороби. [2]

Висновки

Розглянуто основні характеристики біометричних ідентифікаційних систем (помилкове схвалення і помилкова відмова). За останні два десятиліття біометричні технології зробили великий крок уперед. Багато в чому цьому сприяло поширення мікропроцесорних технологій. Використання в системах контролю й управління доступом (СКУД) біометричних сканерів практично не ускладнює систему безпеки, і їх вартість для деяких біометричних методів дуже низька. Більш того, близько третини ноутбуків та смартфонів виходять зараз із вбудованою системою зчитування відбитка пальців, а якщо в ноутбукі є відеокамера, на нього можна

встановити систему розпізнавання людини за обличчям. Тому тема вважається актуальною та перспективною.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Голубев Г. А. Современное состояние и перспективы развития биометрических технологий / Г. А. Голубев, Б. А. Габриелян // Нейрокомпьютеры. Разработка. Применение. № 10, 2004. – С. 40.
2. Мороз А. О. Биометрические технологии идентификации человека. Обзор систем / А. О. Мороз. // Математические машины и системы. – 2011. – №1. – С. 39–45.

Коваль Леонід Григорович — кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри біомедичної інженерії, Вінницький національний технічний університет, Вінниця

Гомолінський Віктор Олексійович — асистент кафедри біомедичної інженерії, Вінницький національний технічний університет, Вінниця

Koval Leonid G. — assistant professor, Candidate of Technical Sciences, Assistant Professor of Biomedical Engineering Department, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia

Homolinskyi Viktor O. — Assistant of Biomedical Engineering Department, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia

АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ РОБОТИ СИСТЕМИ ДЖОНС-МАТРИЧНОГО КАРТОГРАФУВАННЯ БІОЛОГІЧНИХ ТКАНИН

Вінницький національний технічний університет

Анотація

У даній роботі було проаналізовано результати роботи системи джонс-матричного картографування шарів біологічних тканин. Також було проведено оцінку чутливості, специфічності, а також достовірності даної системи.

Ключові слова: поляриметрія, матриця Джонса, статистичний аналіз, кореляційний аналіз

Abstract

The results of the system of Jones-matrix mapping of layers of biological tissues were analyzed in this paper. An assessment of the sensitivity, specificity, and reliability of this system was also made.

Keywords: polarimetry, Jones matrix, statistical analyses, correlation analyses

На сьогоднішній день лазерна зображувальна поляриметрія біологічних тканин знайшла своє широке практичне значення в галузі медичної діагностики. Взаємодія монохроматичного поляриметричного випромінювання із детермінованими об'єктами описується відомими матричними методами, кожен з яких, за певних обмежень, можна застосувати до опису біологічних тканин [1-4].

В результаті огляду існуючих методів діагностування патологій біологічних тканин/рідин було проаналізовано, що визначальна кількість методів є інвазивними, а тому травматичними з підвищеним рівнем небезпеки зараження [5,6] і тому було вирішено використати технологію джонс-матричного картографування, як найбільш підходящу для ранньої діагностики [7]. Найбільш ефективно використання матриць Джонса полягає у дослідженні прозорих середовищ, де майже відсутня втрата поляризації світла [8].

Для дослідження було обрано 20 зразків плазми крові, 10 взятих у пацієнтів зі здоровою молочною залозою та 10 патологічними відхиленнями відповідно.

Двовимірна система лазерної поляриметрії, що використовувалася для отримання дійсних та уявних елементів матриці Джонса, складається з вимірювального каналу та з персонального комп'ютера для аналізу, обробки та класифікації отриманих зображень[9].

Було проведено статистичний та кореляційний аналіз двовимірних розподілів параметрів анізотропії біологічних шарів. В ході аналізу одержаних даних було встановлено найбільш інформативні ознаки для подальшої ідентифікації нозологій «норма» та «патологія».

Таблиця 1 – статистичні та координаційні розподіли дійсних елементів матриці Джонса плівок плазми крові для нозології – Норма

Norm	R_{11}	R_{21}	R_{12}	R_{22}
M_1	$0,76 \pm 0,019$	$0,67 \pm 0,075$	$0,72 \pm 0,067$	$0,96 \pm 0,034$
M_2	$0,015 \pm 0,003$	$0,0077 \pm 0,0064$	$0,0054 \pm 0,0038$	$0,0048 \pm 0,0034$
M_3	$-0,32 \pm 0,16$	$0,33 \pm 0,53$	$0,2 \pm 0,41$	$-3,99 \pm 2,79$
M_4	$2,79 \pm 0,44$	$3,63 \pm 1,0$	$2,78 \pm 0,35$	$34,14 \pm 30,34$
$K1$	$0,49 \pm 0,005$	$0,495 \pm 0,005$	$0,49 \pm 0,01$	$0,5 \pm 0,005$
$K2$	$0,0845 \pm 0,0015$	$0,085 \pm 0,002$	$0,084 \pm 0,004$	$0,0845 \pm 0,0005$
$K3$	$0,028 \pm 0,019$	$0,014 \pm 0,011$	$0,0135 \pm 0,0115$	$0,00466 \pm 0,00464$
$K4$	$1,76 \pm 0,001$	$1,275 \pm 0,33$	$1,76 \pm 0,07$	$1,785 \pm 0,015$

Таблиця 2 – статистичні та координаційні розподіли дійсних елементів матриці Джонса плівок плазми крові для нозології – Фібroadенома

Fibroadenoma	R_{11}	R_{21}	R_{12}	R_{22}
M_1	$0,76 \pm 0,01$	$0,53 \pm 0,044$	$0,57 \pm 0,033$	$0,9 \pm 0,06$
M_2	$0,021 \pm 0,0034$	$0,019 \pm 0,015$	$0,01 \pm 0,006$	$0,01 \pm 0,005$
M_3	$-0,21 \pm 0,45$	$0,56 \pm 0,73$	$1,03 \pm 0,78$	$-1,28 \pm 0,79$
M_4	$2,57 \pm 0,53$	$3,77 \pm 1,58$	$4,83 \pm 2,167$	$4,65 \pm 2,19$
K_1	$0,485 \pm 0,005$	$0,485 \pm 0,005$	$0,465 \pm 0,025$	$0,495 \pm 0,005$
K_2	$0,082 \pm 0,003$	$0,081 \pm 0,002$	$0,078 \pm 0,004$	$0,0825 \pm 0,0025$
K_3	$0,034 \pm 0,014$	$0,036 \pm 0,029$	$0,072 \pm 0,059$	$0,00985 \pm 0,00415$
K_4	$1,755 \pm 0,025$	$1,78 \pm 0,02$	$1,795 \pm 0,015$	$1,7759 \pm 0,0059$

Для характеристики інформативності будь якого діагностичного методу користуються об'єктивними параметрами, що називають операційними характеристиками. Виділяють основні та допоміжні характеристики. До основних характеристик відносяться чутливість S_e , специфічність S_p та достовірність A_c .

Таблиця 3 – Розподіл зразків за наявністю захворювання та результатами фазового картографування лазерних мікроскопічних зображень плівок плазми крові групи 1 та групи 2

Поляризаційна мапа	Злоякісні зміни		Всього
	Присутні (група 1)	Відсутні (група 2)	
Дійсні елементи матриці Джонса плівок плазми крові			
Позитивні результати	8	9	17
Негативні результати	2	1	3
Всього	10	10	20

Аналіз одержаних даних про силу методу Джонс-матричного картографування мікроскопічних лазерних зображень для діагностики злоякісних змін молочної залози виявив наступне: сила методу поляризаційної діагностики злоякісних змін молочної залози для дійсних елементів матриці Джонса ($S_e = 80\%$, $S_p = 90\%$, $A_c = 85\%$).

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. V. Pavlov, N.I. Zabolotna, and etc. Methods and system of 2D polarization multi-matrix tomography of birefringent biological tissues and fluid / by editors: Waldemar Wójcik, Andrzej Smolarz// Information Technology in Medical Diagnostics . London, July 11, 2017 by Taylor & Francis Group CRC Press Reference - 210 Pages. - ISBN 9781138299290 - P.65 – 93.
2. N. I. Zabolotna; S. V. Pavlov; A. G. Ushenko; A. O. Karachevtsev; V. O. Savich, et al. System of the phase tomography of optically anisotropic polycrystalline films of biological fluids, *Proc. SPIE* 9166, Biosensing and Nanomedicine VII, 916616 (August 27, 2014).
3. Natalia I. Zabolotna, Bogdan P. Oliinychenko, Kostiantyn O. Radchenko, Anastasiia K. Krasnoshchoka, Olga K. Shcherba, "System of polarization phasometry of polycrystalline blood plasma networks in mammary gland pathology diagnostics", *Proc. SPIE* 9613, Polarization Science and Remote Sensing VII, 961311 (1 September 2015); doi: 10.1117/12.2187383
4. N. I. Zabolotna; S. V. Pavlov; A. G. Ushenko; O. V. Sobko and V. O. Savich. Multivariate system of polarization tomography of biological crystals birefringence networks, *Proc. SPIE* 9166, Biosensing and Nanomedicine VII, 916615 (August 27, 2014); doi:10.1117/12.2061105.
5. Natalia I. Zabolotna; Sergii V. Pavlov; Kostiantyn O. Radchenko; Vladyslav A. Stasenkov; Waldemar Wójcik, et al. Diagnostic efficiency of Mueller-matrix polarization reconstruction system of the phase structure of liver tissue, *Proc. SPIE* 9816, Optical Fibers and Their Applications 2015, 98161E (December 18, 2015).
6. N. I. Zabolotna; W. Wojcik; S. V. Pavlov; O. G. Ushenko and B. Suleimenov. Diagnostics of pathologically changed birefringent networks by means of phase Mueller matrix tomography, *Proc. SPIE* 8698, Optical Fibers and Their Applications 2012, 86980E (January 11, 2013).
7. Zabolotna N.I. System of Mueller-Jones matrix polarizing mapping of blood plasma films in breast pathology / N. I. Zabolotna, K. O. Radchenko, M. H. Tarnovsiky // Proceedings SPIE Volume 10407, Polarization Science and Remote Sensing VIII; 1040714 (2017)

8. O. P. Mintser, N. I. Zabolotna, B. P. Oliinychenko, P. Komada, "Differential phase analysis of laser images of a polycrystalline component of blood plasma in diagnostics of pathological changes in mammary gland", Proc. SPIE 8698, Optical Fibers and Their Applications 2012, 86980D (11 January 2013); doi: 10.1117/12.2019714
9. Zabolotna N. I. A multifunctional automated system of 2D laser polarimetry of biological tissues / N. I. Zabolotna, K. O. Radchenko // Proc. SPIE. — 2014. — Vol. 9205, 92050V.

Павлов Сергій Володимирович – д.т.н., професор, проректор з наукової роботи, вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Карась Олександр Володимирович – аспірант кафедри біомедичної інженерії, вінницький національний технічний університет, Вінниця, karas2014.o.11@gmail.com.

Serhii V. Pavlov - professor, vice-rector for scientific work, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Oleksandr V. Karas - post-graduate student of the Department of Biomedical Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, karas2014.o.11@gmail.com.

†

ОГЛЯД СИСТЕМ ІНСУЛІНОТЕРАПІЇ

Вінницький національний технічний університет

Анотація*У роботі розглянуті переваги та недоліки різних систем інсулінотерапії.***Ключові слова:** інсулінотерапія, штучна підшлункова залоза, система з замкненим контуром.**Abstract***In this paper we consider advantages and disadvantages of different systems of insulinotherapy.***Keywords:** insulinotherapy; artificial pancreas, closed loop system.**Вступ**

Проблема лікування і супроводження хворих на цукровий діабет 1 типу залишається незмінно актуальною. На сьогодні активно розробляються портативні саморегульовані системи, що об'єднують імплантований під шкіру пацієнта глюкозний сенсор та пристрій для подачі інсуліну. Такі системи прийнято називати системами із замкненим контуром, на відміну від обладнання, що забезпечує стандартизовану подачу інсуліну, яке називають системами з відкритим контуром [1]. Метою цієї роботи є визначення переваг та недоліків цих методів інсулінотерапії.

Основна частина

На рис. 1 наведені графіки подачі інсуліну системами з відкритим і замкненим контуром в порівнянні з графіками фізіологічної секреції інсуліну.

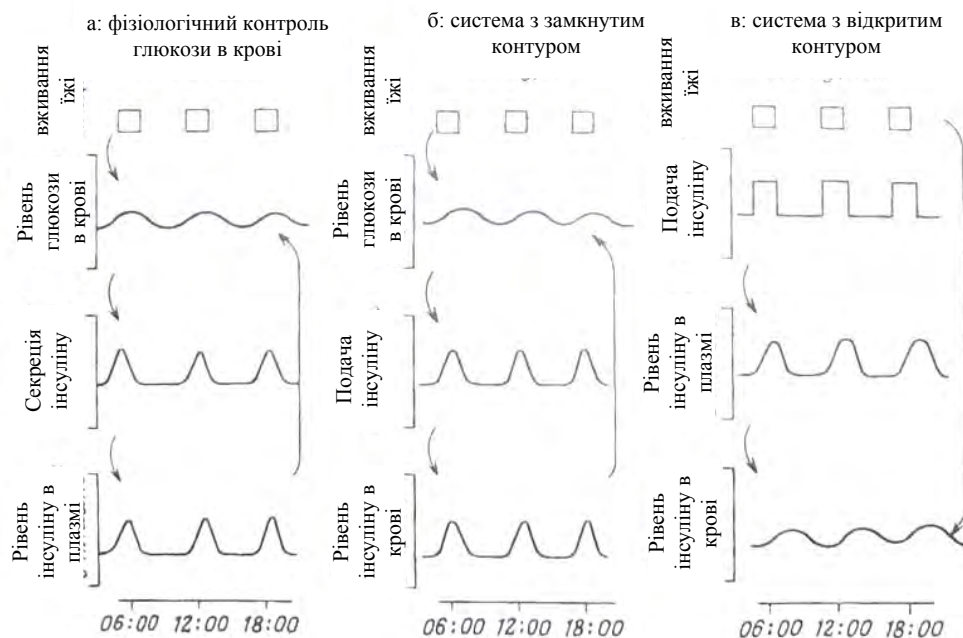


Рис. 1. Фізіологічна регуляція глюкози в крові підшлунковою залозою (а) і контроль введення інсуліну системами із замкненим (б) і відкритим контуром (в)

При порівнянні рівнів цукру в крові хворих на інсулінозалежний діабет при використанні штучної підшлункової залози (система із замкнутим контуром), насоса для безперервного вливання інсуліну

(відкрита система) та інтенсифікованої звичайної інсулінової терапії, не було виявлено значимої різниці між цими трьома режимами [2], тому можна вважати, що ці два методи (а також традиційний спосіб – шляхом ін'єкції інсуліну перед споживанням їжі) здатні забезпечити задовільну глікемію.

Основні переваги і недоліки трьох вищезазначених методів інсулінової терапії підсумовані в табл. 1.

Табл. 1. Основні переваги і недоліки різних методів інсулінової терапії

Традиційна терапія	Системи з відкритим контуром	Системи із замкненим контуром
Недоліки		
• Багаторазові ін'єкції • Необхідність частого визначення рівня глюкози	• Висока вартість • Необхідність частого визначення рівня глюкози • Необхідність носіння пацієнтом • Можливість виходу з ладу • Агрегація інсуліну	• Відсутність портативного приладу • Гіперінсулінемія • Внутрішньовенні ін'єкції • Необхідність носіння пацієнтом • Можливість виходу з ладу • Агрегація інсуліну
Переваги		
• Може використовуватися невідкладно • Не потребує спеціального устаткування • Підшкірні ін'єкції	• Може використовуватися невідкладно • Не потребує багаторазових ін'єкцій • Підшкірні ін'єкції	• Незалежність від зовнішніх вимірювань рівня глюкози • Автоналаштування при змінах фізичного навантаження або дієти

Найбільш поширеною є традиційна інсулінова терапія, яка не вимагає спеціального устаткування і безпосередньо доступна для кожного пацієнта. Однак для досягнення близької до норми глікемії необхідні багаторазові щоденні ін'єкції, а також періодичний коштовний контроль рівня глюкози в крові (з використанням тест-смужок).

Прилади з відкритим контуром не мають цього обмеження. Проте такі системи дороговартісні, вимагають постійного носіння пацієнтом і, подібно до будь-яких інших механічних приладів, можуть виходити з ладу. Існує також проблема агрегації інсуліну, що призводить до втрати його біологічної активності і закупорювання внутрішніх каналів приладу [2].

Основною перевагою системи введення інсуліну із замкненим контуром є її незалежність від зовнішніх визначень глюкози в крові, а також здатність забезпечувати зміну потреби в інсуліні в залежності від фізичного навантаження і дієти. Однак нормалізація глікемії нерідко супроводжується периферичною гіперінсулінемією [3]. Остання зазвичай спостерігається при будь-якому периферичному введенні інсуліну і зумовлена головним чином відсутністю градієнта інсуліну у ворітній вені. Крім того, вона може бути також наслідком запізненого введення інсуліну у відповідь на зміну рівня глюкози. Таким чином, гіперінсулінемії цього типу можна уникнути, комбінуючи безумовне введення дози інсуліну перед вживанням їжі та більш пізнє, контрольоване біологічним зворотнім зв'язком введення інсуліну [4]. Тому, в конструкції систем із замкненим контуром повинна бути передбачена можливість «ручного» і «напівавтоматичного» режиму.

Загальний недолік усіх відомих біосенсорів – це «обмежений час життя» іммобілізованого ферменту під час використання його як чутливого елемента, що зменшує кількість вимірювань та час експлуатації пристрою. Найзручніше проводити вимірювання за допомогою ферментних електродів в амперометричному режимі, тобто вимірювати силу струму через поверхню електрода. Сила струму, як показник швидкості реакції, може бути однозначно пов'язана з концентрацією вимірюваного компонента.

Висновок

В роботі визначені ключові переваги та недоліки існуючих підходів до побудови систем апаратної інсулінотерапії. Визначені недоліки окреслюють шляхи подальших досліджень для вдосконалення систем штучної підшлункової залози.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. История помповой инсулинотерапии / Ибрагимова Л. И., Никонова Т. В., Деревянко О. С., Майоров А. Ю. // Эффективная фармакотерапия. – 2018. – № 8. – С. 40-43.
2. Биосенсоры: основы и приложения : пер. с англ. / под ред. Э. Тёрнера, И. Карубе, Дж. Уилсона. – М. : Мир, 1992. – 558 с.
3. Hyperinsulinism complicating control of diabetes mellitus by an artificial beta cell / Horwitz D. L., Zeidler C., Gotten B., Jaspan J. B. // Diabetes Care. – 1980. – No 3. – P. 274–277.
4. Thabit H. Coming of age: the artificial pancreas for type 1 diabetes / H. Thabit, R. Hovorka // Diabetologia. – 2016. - No 59 (9). – P. 1795-1805.

Барановський Дмитро Миколайович – аспірант кафедри біомедичної інженерії, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: bdn993@gmail.com.

Криворучко Іван Олександрович – аспірант кафедри біомедичної інженерії, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Dmytro M. Baranovskyi – postgraduate student in biomedical engineering, Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: bdn993@gmail.com.

Ivan. O. Kryvoruchko – postgraduate student in biomedical engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

ПОНЯТТЯ ФУНКЦІОНАЛЬНОГО ТА ЕКСТРЕМАЛЬНОГО СТАНУ ЛЮДИНИ ДЛЯ БІОМЕДИЧНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

У роботі розглянуто основні підходи до визначення понять функціонального стану людини та екстремального стану в процесі життєдіяльності для задач прикладних досліджень.

Ключові слова: функціональний стан, екстремальний стан, визначення.

Abstract

The paper considers the main approaches to the definition of the concepts of the functional state of man and the extreme state in the process of life for the tasks of applied research.

Keywords: functional state; extreme state, definition.

Вступ

Оцінювання і контроль функціонального стану людини в процесі виконання нею професійної діяльності, особливо в екстремальних умовах, є однією із актуальних задач розвитку суспільства. Останнім часом, зважаючи на ту техногенну ситуацію, в якій знаходиться Україна ця задача набула своєї гостроти і невирішеності в Збройних Силах України.

Дефіцит професійних кадрів, їх неякісна підготовка, відсутність мотивації та підвищене психоемоційне навантаження на військовослужбовців ЗСУ призвели до необхідності термінового розв'язку задачі забезпечення надійного, адекватного функціонального стану вояків ЗСУ в екстремальних умовах. При цьому, функціональний стан ми розглядаємо як невід'ємну складову здоров'я вояка, а значить і його життєздатності і працеспроможності.

Основна частина

На сьогодні існує достатньо велика кількість визначень «функціонального стану», що створює появу непорозумінь, конфліктних ситуацій, різних джерел походження тощо. Всі вони зумовлені відсутністю загальноприйнятого терміну (а значить, і змісту) «функціональний стан» (ФС), хоча в основі всіх визначень ФС лежить один із трьох підходів [1].

Серед них активаційний підхід, за яким ФС – це фоновая активність нервових центрів, при якій реалізується та чи інша діяльність людини [2, 3]. Наступним є діяльнісний підхід, згідно з яким ФС – це система реакцій організму у вигляді інтегрального динамічного комплексу особистісних характеристик тих функцій та якостей індивіду, які прямо або опосередковано зумовлюють виконання діяльності [4, 5]. І третій – адаптивний підхід, відповідно до якого ФС – це інтегральна характеристика напруженості адаптаційних механізмів організму [6].

Якщо визначати ФС як поточну здатність системи якісно виконувати властиві їй функції, то для людини як біологічної системи єдиною кінцевою функцією є життєдіяльність. В такому випадку ФС можна визначати як інтегральну (якісну) характеристику життєдіяльності біологічного об'єкту на даний момент часу [7]. Іншими словами, ФС біологічних об'єктів можна визначати через їх поточну здатність до продукування життя або поточну життєздатність.

Критерієм якості життєздатності біооб'єкту пропонується вважати адаптаційні можливості, відповідно до якого, ФС – це інтегральна характеристика поточних адаптаційних можливостей живої системи [6].

Враховуючи те, що всю множину ФС можна поділити на два основних класи (допустимі – дозволені) та (недопустимі – недозволені), сформулюємо додаткові критерії для оцінювання ФС і працездатності людини. Перш за все, на критерій надійності, який характеризує здатність людини виконувати свою діяльність на заданому рівні ефективності (точності, безвідмовності, своєчасності).

По-друге – це ціна діяльності, яка визначає фізіологічні і психологічні (енергетичні) витрати на виконання діяльності [7].

ФС як характеристика поточної можливості якісного виконання властивих системі функцій має градуальний характер, тому кожен з перерахованих допустимих і недопустимих ФС може мати різну вираженість. В цілому всі недопустимі ФС, які відрізняються як за критерієм надійності і ціни діяльності, так і адаптаційних можливостей (життєздатності) організму, можна розташувати на континуумі «надбатьорість – перевтома» між «сильною втомою» і «перевтомою». Під діяльністю при цьому треба розуміти будь-які форми психічної діяльності, а не тільки трудову (в тому числі виробничу, спортивну або навчальну) діяльність. Зокрема ефективність поведінки, направленої на задоволення біологічних потреб, також є критерієм ФС.

Іноді допустимі і недопустимі ФС визначають як стани адекватної мобілізації і стани динамічної неузгодженості відповідно [8]. Стани адекватної мобілізації характеризуються повною відповідністю ступеня напруження функціональних можливостей людини вимогам, що висуваються конкретними умовами. Він може порушуватися під впливом дуже різних причин: тривалості діяльності, підвищеної інтенсивності навантаження, накопичення втоми і т. д. Тоді виникають стани динамічної неузгодженості – реакція в цьому випадку неадекватна навантаженню або потрібні психофізіологічні витрати перевищують актуальні можливості людини.

В процесі виконання робіт за науковою тематикою кафедри біомедичної інженерії ВНТУ для поточного використання за базове було прийнято визначення ФС, запропоноване Медведєвим (1970) та його можливі стани: адекватної мобілізації і динамічної неузгодженості.

Враховуючи також, що загальноприйнятого поняття «екстремального стану» не існує, візьмемо за основу для наших досліджень таке.

Екстремальні стани – це стани організму людини, які виникають і розвиваються під дією екстремальних факторів і характеризуються надмірною напруженістю або виснаженням механізмів пристосування і суттєвими розладами життєдіяльності.

Висновок

В роботі виведені основні підходи до визначення понять функціонального стану людини та екстремального стану в процесі життєдіяльності. Виділені найбільш адекватні визначення, які відповідають потребам прикладних досліджень в галузі біомедичної інженерії.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Медик В. А. Общественное здоровье и здравоохранение : учебник / В. А. Медик, В. К. Юрьев. – 2-е изд., испр. и доп. – М. : ГЭОТАР-Медиа, 2016. – 278 с.
2. Шаповалова В. А. Спортивна медицина та фізична реабілітація / Шаповалова В.А., Коршак В.М., Гончаренко В.М. – 2008. – 286 с.
3. Ильин Е. П. Психофизиология состояний человека / Е. П. Ильин. – СПб. : Питер, 2005. – 412 с.
4. Медведев В. И. Функциональное состояние оператора / В. И. Медведев // Эргономика. Принципы и рекомендации. – М., 1970. – Т. 1. – С. 127-160.
5. Леонова А. Б. Психодиагностика функциональных состояний человека / А. Б. Леонова. – М. : МГУ, 1984. – 200 с.
6. Баевский Р. М. Оценка адаптационных возможностей организма и риск развития заболеваний / Р. М. Баевский, А. П. Берсенева. – М. : Медицина, 1997. – 235 с.
7. Кокун О. М. Психофізіологічне забезпечення діяльності через врахування індивідуального адаптаційного типу / О. М. Кокун // Вісник Харківського держ. ун-ту. Серія: Психологія. – 2002. – № 550. – Ч. 2. – С. 112–115.
8. Зараковский Г. М. Диагностика функциональных состояний / Г. М. Зараковский, Б. А. Королев, В. И. Медведев. – СПб. : Питер, 2000. – С. 121–129.

Зленко Сергій Макарович – д. т. н., професор, завідувач кафедри біомедичної інженерії, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: smzlepko@ukr.net.

Штофель Дмитро Хуанович – канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри біомедичної інженерії, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Sergii M. Zlepko – D. Sc. (Eng.), Professor, Head of the department of biomedical engineering, Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: smzlepko@ukr.net.

Dmytro Kh. Shtofel – Cand. Sc. (Eng.), Associate Professor in biomedical engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

ТЕХНІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОНОГО ФОНЕНДОСКОПА

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Здійснено аналіз електронних фонендоскопів зокрема, для створення й функціонування перспективних централізованих систем комп'ютерної обробки фонограм звуків серця і дихання, зареєстрованих інструментами різних типів і моделей.

Ключові слова: фонендоскоп, конструкція, електронні прилади, медична апаратура.

Abstract

The analysis of electronic fonodoskopov in particular, for creation and functioning of perspective centralized systems of computer processing of phonograms of sounds of heart and breath, registered by instruments of different types and models.

Keywords: phonendoscope, design, electronic devices, medical equipment.

Вступ

Добре відомий і розповсюджений медичний прилад, традиційно і звично висить на ший практично кожного лікаря-терапевта - це стетофонендоскоп, званий частіше просто як фонендоскоп або стетоскоп. Їм можна прослухати серце і легені, а можна, при необхідності, і будь-який механічний пристрій в процесі його роботи, наприклад, механічний верстат, двигун. На ринок медичного обладнання вийшли виробники електронних фонендоскопів різних моделей, чутливість, роздільна здатність і шумозахищеність яких суттєво переважають характеристики механічних аналогів. Окрім того, електронні фонендоскопи забезпечують можливість підсилення слабого сигналу і частотну фільтрацію в бажаному діапазоні. Так, спеціальними дослідженнями підтверджено більш високу ефективність застосування таких інструментів в умовах погіршеної шумової обстановки, зокрема, під час транспортування пацієнтів літаком [1].

Основна частина

Електронний фонендоскоп позиціонується виробником як пристрій для аускультатії, який забезпечує ефективне застосування при максимальній простоті користування. Загальний його вигляд мало відрізняється від вигляду типового механічного стетоскопа/фонендоскопа з односторонньою приймальною голівкою. Приклади фонендоскопів зображено на рис. 1.



Рисунок 1 – Зовнішній вигляд фонендоскопів: а) механічний, б) електронний

Електронний фонендоскоп здатний передавати аускультативні фонограми на персональний комп'ютер через радіоканал Bluetooth. Приймач-передавач відповідного стандарту також вмонтовано у голівку інструмента. Парний йому приймач-передавач може входити до переліку стандартних портів комп'ютера чи підключатися через інтерфейс USB – відповідний адаптер входить до комплекту поставки стетоскопа. Існують Bluetooth-гаджети бюджетного цінового рівня від різних виробників [2]. При спільній роботі електронного фонендоскопа з комп'ютером вони синхронізуються через радіоканал. При цьому використовується спеціалізоване програмне забезпечення StethAssist, яке дозволяє зберігати результати аускультативного обстеження у вигляді бази даних, яка містить короткі відомості про пацієнта, положення точок аускультатії і до десяти аудіозаписів тривалістю до 1 хвилини кожен. За необхідності, передбачено можливість вставки додаткових текстових чи звукових коментарів. Окрім того, авторизовані користувачі можуть здійснювати обмін клінічними даними через систему TeleSteth за допомогою Інтернету.

На рис. 2 представлена схема простого електронного фонендоскопа з високим вхідним опором і подвійним джерелом живлення. Джерелом сигналу служить п'єзоелемент або п'єзовипромінювач [2].

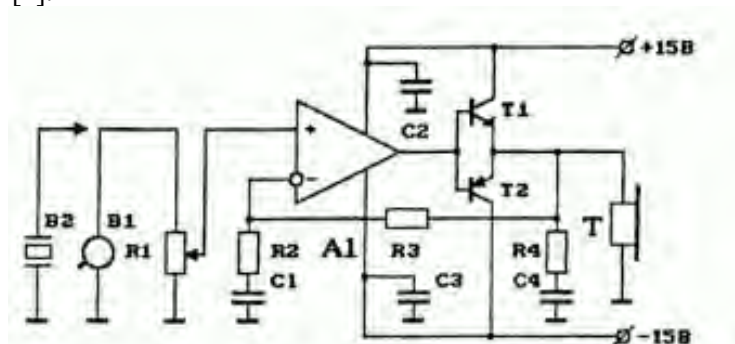


Рисунок 2 – Схема електрична принципова простого електронного фонендоскопа (типу мікрофон-стетоскоп)

На даній схемі видно, що в якості мікрофонів – чутливих до вібрацій елементів - використані п'єзокристали. Це можуть бути п'єзоелементи, наприклад, зі звичайних звукознімачів для програвачів вінілових платівок. Або п'єзовипромінювачі, наприклад, від електронних годинників, іграшок.

Використовуючи подібні елементи і чутливі, малопотужні підсилювачі (ультранизких частот) з відповідним вхідним опором, можна отримати чудовий портативний прилад для прослуховування фізіологічних звукових сигналів. У конструкції мікрофонів-фонендоскопів рекомендується використовувати великі і плоскі п'єзокристали [3].

Елементи R4, C4, C2, C3 на рис. 2 забезпечують стійкість УНЧ (на ВЧ). Конденсатори C2, C3 розміщують максимально близько до операційного підсилювача.

Номінали елементів для схеми на рис. 2:

R1 – 100 кОм – 1 МОм (регулювання гучності);

R2 – 10 кОм – 20 кОм (регулювання чутливості);

R3 – 1 МОм – 2 МОм; R4 – 10 Ом;

C1 – 0,1 мкФ – 1,0 мкФ; C2 – 0,1 мкФ – 0,3 мкФ; C3 – 0,1 мкФ – 0,3 мкФ; C4 – 0,1 мкФ;

A1 – операційний підсилювач - 140УД12, 140УД20, 140УД8 або будь-який інший з внутрішньою корекцією; T1, T2 – КТ3102, КТ3107 або КТ315, КТ361, або аналогічні комплементарні (парні) транзистори; B1 – п'єзоелемент ВЗП-308, ПЕ-1 або аналогічні; B2 – п'єзовипромінювач ЗП-1, ЗП-22 або аналогічні. Т – типовий малопотужний навушник.

Висновок

Розглянуто застосування електронних фонендоскопів в медичній практиці. Запропонована схема електрична принципова та наведені параметри електронного стетофонендоскопа, що стануть вихідними даними для розробки конструкції електронного медичного фонендоскопа.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Электронные стетоскопы, схемы и конструкции чувствительных микрофонов. – Режим доступа до сайту : <http://radiostorage.net/3783-ehlektronnye-stetoskopy-skhemu-i-konstrukcii-chuvstvitelnyh-mikrofonov.html>
2. Визначення амплітудно-частотної характеристики електронного стетоскопа 3М ЛІТТМАНН 3200. – Режим доступу до сайту : [http://hydromech.org.ua/content/pdf/av/av-16-3\(46-57\).pdf](http://hydromech.org.ua/content/pdf/av/av-16-3(46-57).pdf)
3. Олийник В. Н. Определение передаточной функции электронного стетофонендоскопа / В. Н. Олийник // Мат. XXI межд. науч.-тех. конф. “Прикладные задачи математики и механики”. – Севастополь : СНТУ, 2013.

Драчук Христина Ігорівна – студентка групи БІО-15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: drachuk1998@gmail.com

Науковий керівник: **Штофель Дмитро Хуанович** – канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри біомедичної інженерії, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Khrystyna I. Drachuk – student of group BIO-15b, Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: drachuk1998@gmail.com

Supervisor: **Dmytro Kh. Shtofel** – Cand. Sc. (Eng.), Associate Professor in Biomedical engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

АПАРАТУРА ДЛЯ ЛІКУВАННЯ ХОРІОРЕТИНАЛЬНОЇ ДЕГЕНЕРАЦІЇ ОКА

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В роботі проаналізовано одне із важких захворювань ока – хоріоретинальну дегенерацію сітківки, тобто відшарування і відмирання фото рецептивного шару. Визначені причини розвитку та групи ризику цієї патології. Наведена принципова схема і принцип роботи апаратури для лазерної коагуляції сітківки, що забезпечує ефективне лікування хоріоретинальної дегенерації ока.

Ключові слова: медична апаратура, лазерна коагуляція, офтальмологія, хоріоретинальна дегенерація.

Abstract

In the paper one of the serious diseases of the eye is analyzed - chorioretinal degeneration, that is, the detachment and dying of the photo receptive layer. The causes of development and risk groups of this pathology are determined. The principal scheme and the operation of the equipment for laser coagulation of the retina are presented, which provides effective treatment of chorioretinal degeneration of the eye.

Keywords: medical equipment, laser coagulation, ophthalmology, chorioretinal degeneration.

Вступ

Лікування захворювань очей надзвичайно актуальна задача біомедичного приладобудування. Зниження рівня зорової чутливості характерне для більшості населення землі, особливо старшого віку. Однією із важких патологій ока є хоріоретинальна дегенерація. Перед тим, як розглянути апаратуру для лікування цього захворювання, необхідно розібратися, що це за патологія.

Хоріоретиніт – запалення заднього відділу судинного тракту ока з залученням в процес сітківки. Дегенерація сітківки – безповоротне руйнування тканини сітківки ока, яке призводить до поступового зниження гостроти зору.

Хоріоретинальна дегенерація – це дистрофічні зміни, що виявляються у відшаруванні сітківки від судинної оболонки ока (рис. 1) [1, 2].

Сітківка – це внутрішня світлочутлива оболонка ока, в якій розміщені фоторецептори. Світло після проходження через рогівку, водянисту вологу камеру ока, кришталик та скловидне тіло, потрапляє на сітківку і там спричиняє виникнення нервових імпульсів, що прямують в центральну нервову систему.

Судинна оболонка ока – це середня оболонка ока, розміщена безпосередньо під склерою. М'яка, пігментована, багата на судини оболонка, основними функціями якої є акомодация, адаптація і живлення сітківки.

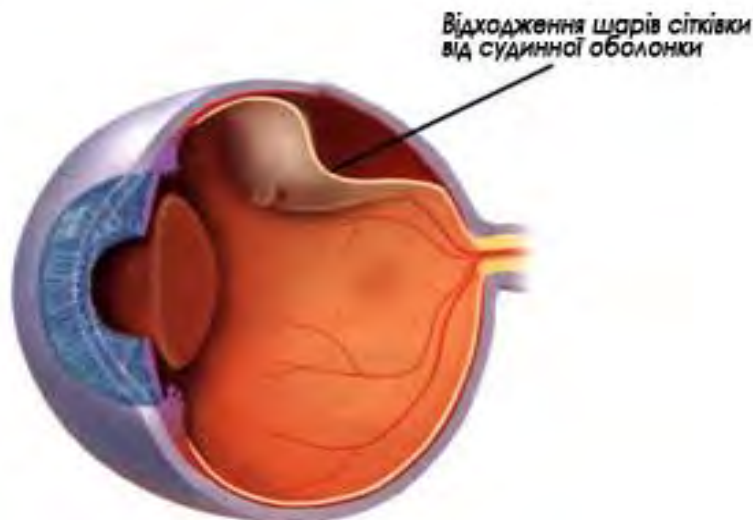


Рисунок 1 – Схема хоріоретинальної дегенерації

Основна частина

Найбільший ризик розвитку хоріоретинальної дистрофії ока спостерігається у людей, які страждають на:

- 1) діабет;
- 2) судинні патології;
- 3) гіпертонічну хворобу.

Іноді така проблема з'являється у жінок під час вагітності. Виявлено також і спадковий характер захворювання, тому людям, у яких були родичі з дистрофією сітківки, необхідно раз на півроку проводити профілактичний огляд у офтальмолога.

За статистикою це захворювання частіше зустрічається у людей з європейською зовнішністю і світлим кольором очей. Жінки хворіють в два рази частіше за чоловіків.

Серед основних причин варто виділити:

- короткозорість (міопічна хвороба);
- периферичні дистрофії;
- попередні розриви сітківки на периферії;
- травми ока;
- запальні процеси;
- новоутворення.

Визнаним і загальноприйнятим методом лікування хоріоретинальної дегенерації ока та сітківки розривів є профілактична периферична лазеркоагуляція.

В процесі цієї процедури відбувається укріплення сітківки за рахунок «припаювання» її проблемних ділянок до судинної оболонки ока.

Висока точність локалізації лазерного променя дозволяє створювати мікроспаювання строго в тих місцях, де це необхідно. Укріплення сітківки за допомогою лазера виконується практично безконтактно, що виключає можливість інфікування в ході процедури. Завдяки особливостям лазерного лікування, втручання відбувається безкровно і, як правило, не викликає неприємних відчуттів.

Процедура не потребує загальної анестезії – а значить, організм уникає зайвого стресу. Укріплення сітківки за допомогою лазера проводиться із застосуванням місцевої крапельної анестезії, яка легко переноситься пацієнтами різного віку. Ця процедура виконується в режимі «одного дня», без розміщення в стаціонарі, і після відпочинку та лікарського огляду пацієнт повертається додому, де продовжує вести звичний спосіб життя.

Принципова схема коагулятора зображена на рис. 2. Апарат для лазерної коагуляції сітківки містить такі складові елементи:

1. Блок живлення,
2. Лазер
3. Пілотний лазер,
4. Фотодіод зворотного зв'язку.
5. Блок керування.
6. Бінокуляр.
7. Щілинна лампа.
8. Спеціальний монітор.
9. Блок візуалізації.
10. Фокусна система.
11. Освітлювач щілинної лампи.
12. Око.

Принцип функціонування коагулятора можна описати таким чином.

До початку операції необхідно отримати зображення ока пацієнта. Це зображення одержується за допомогою щілинної лампи 7 та освітлювача 11, який освітлює око пацієнта 12. Цей освітлювач 11 містить в собі щілину, розмір якої можна змінювати, в результаті чого змінюється якість зображення. Зображення формується на стереомікроскопі, який знаходиться в бінокулярі 6. Відповідно, бінокуляр 6 маючи два отвори для очей, дозволяє лікарю одразу спостерігати це зображення.

Паралельно до бінокуляра 6 у щілинній лампі 7 інформація іде на інший вихід і прямує спочатку до блоку візуалізації 9, а потім зображення виводиться на екран 8. Тому зображення ока можна спостерігати і через бінокуляр 6, і на екрані 8. На отриманому зображенні легко візуально вирізняються плями відшарованої сітківки, які необхідно обробити.

Лазер 2, який живиться від блоку живлення 1, перебуває в режимі очікування. Оскільки промінь лазера 2 є невидимим для людського ока, у систему введено пілотний лазер 3, який випромінює світло з довжиною хвилі видимого діапазону. Лазерний промінь проходить через дихроїчні дзеркала, і частина випромінювання потрапляє на фотодіод зворотного зв'язку 4, який в свою чергу під'єднаний до блоку

керування. Решта випромінювання проходить далі та опиняється у фокусній системі 10, після чого промінь потрапляє до системи дзеркал, за допомогою яких його можна спрямувати на необхідну ділянку ока, де знаходиться пляма. Після цього вмикається лазер 2 із заданими параметрами, який випалює пляму, а в цей час лікар спостерігає за процесом через систему візуалізації. Після завершення процедури лазер вимикається, і лікар спостерігає за областю ока 12, яка була оброблена лазером, після чого приймає рішення щодо подальших дій.

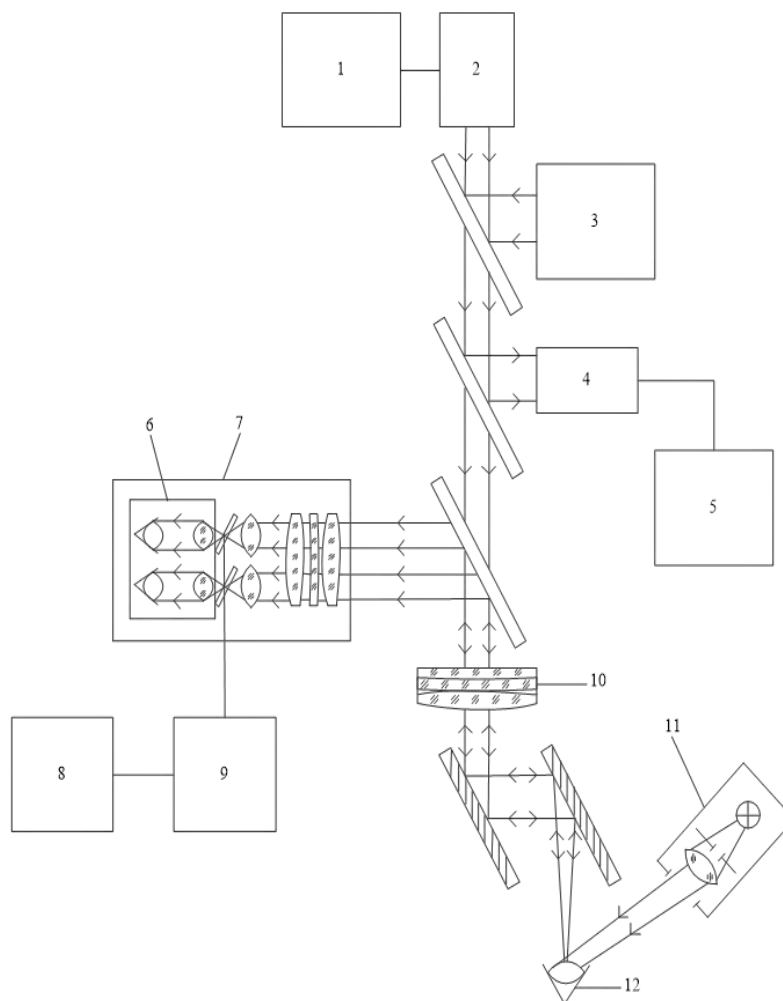


Рисунок 2 – Схема установки для лазерної коагуляції сітківки

Висновок

Ми розглянули проблему хоріоретинальної дегенерації ока, визначили причини її виникнення та окреслили групу ризику. Розглянули сучасні методи лікування цієї патології. Детально наведений принцип роботи апарату для периферичної лазеркоагуляції сітківки, що з високою ефективністю забезпечує відновлення зору.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Дегенерація сітківки ока: причини, симптоми, лікування/ - Режим доступу до статті : <https://umec.com.ua/peryferychna-degeneratsiya-sitkivky-oka-prychyny-symptomy-likuvannya>
2. Основи біомедичного радіоелектронного апаратобудування : навчальний посібник / С. М. Злепко, С. В. Павлов, Л. Г. Коваль, І. С. Тимчик. – Вінниця : ВНТУ, 2011. – 134 с.
3. Лікування очних захворювань. – Режим доступу до статті : <https://ua.excimer.ua/retina/lasercoagulation/>
4. Центр сучасної офтальмології. – Режим доступу до ресурсу : <http://www.vashzir.com/web/page-lazer.html>
5. Рубан Э. Глазные болезни. Новейший справочник ./ Элеонора Рубан. – М. : Феникс, 2016. – 622 с.
6. Дрангой М. Возрастные болезни. Полный справочник / Марина Дрангой, Алла Мышкина, М. А. Краснова. – М. : Т8, 2016. – 736 с.

Кохан Ірина Сергіївна – студентка групи БМІ-18б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: irakokha96@gmail.com.

Науковий керівник: **Штофель Дмитро Хуанович** – канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри біомедичної інженерії, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Iryna S. Kokhan – student of group BMI-18b, Faculty of infocommunications, radioelectronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: irakokha96@gmail.com.

Supervisor: **Dmytro Kh. Shtofel** – Cand. Sc. (Eng.), Associate Professor in Biomedical engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

ВИКОРИСТАННЯ ЗІГ-РЕЗОНАТОРІВ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОМУ ОБЛАДНАННІ

¹ Вінницький національний технічний університет

Анотація

У роботі описано перспективність та основні напрямки використання ЗІГ-резонаторів у телекомунікаційному обладнанні.

Ключові слова: ЗІГ-резонатор, генератор, НВЧ-діапазон, термостабільність.

Abstract

The paper describes perspectivity and main ways of using ZIG-resonators in telecommunication equipment.

Keywords: YIG-resonator, generator, HF-range, thermal stability.

Вступ

При побудові телекомунікаційного обладнання НВЧ-діапазону часто постає проблема забезпечення високої лінійності перебудови частоти та низького рівня фазових шумів сигналів. Ця проблема може бути вирішена шляхом використання ЗІГ (залізо-ітрієві гранати) резонаторів.

На основі ЗІГ-резонаторів будуються переналаштовувані генератори і фільтри НВЧ-діапазону. Завдяки поєднанню здатності до перебудови в широкому діапазоні і малому рівню фазових шумів ЗІГ-генератори використовуються в якості гетеродинів аналізаторів спектру і генераторів стандартних сигналів. Фільтри, побудовані на основі ЗІГ-резонаторів, знаходять застосування в якості селекторів високоякісних приймачів НВЧ-діапазону та в складі широкосмугових помножувачів частоти.

Основна частина

Робота ЗІГ-резонаторів заснована на явищі феромагнітного резонансу в монокристалах фериту. Від інших феритів, в яких також виявляються резонансні явища, ферити ЗІГ відрізняється малими втратами, що і пояснює їх високу добротність. Частота резонансу з високою лінійністю пропорційна зовнішньому магнітному полю, що і дозволяє здійснювати перестроювання частоти резонатора.

Резонуючий елемент зазвичай оформляється у вигляді сфери (інколи – диска) діаметром близько 0,5 мм, з добре обробленою поверхнею. При необхідності можливо використовувати еквівалентну схему такого ЗІГ-резонатора (рис.1).

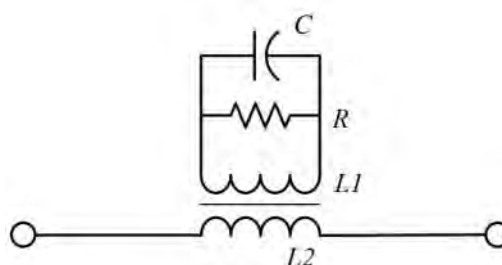


Рисунок 1 – Еквівалентна схема ЗІГ-резонатора

З розвитком нанoeлектроніки популярності набуває використання ЗІГ-резонаторів на основі плоских плівкових структур.

З початком виробництва високоякісних плівок ЗІГ з'явилася можливість створення резонаторів, які також мають високу добротність $10^3 - 10^4$ та відрізняються більш високою технологічністю і низькою вартістю. Однак перехід до плівкової технології як і раніше не вирішив проблеми термостабілізації. Дана проблема є досить нагальною, оскільки сильна залежність від температури спричиняє значний дрейф частоти, це ускладнює використання таких вузлів у телекомунікаційному обладнанні. Проблема (дрейф частоти) достатньо ефективно вирішується шляхом використання методів, що базуються на зміні величини намагнічуючого електромагнітного поля.

Для використання в якості фільтра зв'язок з резонатором здійснюється двома взаємно перпендикулярними індуктивними півпетлями, одна з яких з'єднується з входом фільтра, інша – з виходом. Резонатор поміщається між півпетлями на тримачі з матеріалу з хорошою теплопровідністю. На нерезонансних частотах ферит ЗІГ веде себе як діелектрик і зв'язок між входом та виходом відсутній. На частотах близьких до резонансу виникає сильний зв'язок вхідного і вихідного ланцюгів. У разі використання резонатора в складі генератора можна обійтися однією петлею зв'язку, що спрощує конструкцію.

На основі ЗІГ-резонаторів будуються перестроювальні генератори і фільтри НВЧ-діапазону. ЗІГ-генератори використовуються в якості гетеродинів, аналізаторів спектру, генераторів стандартних сигналів, світл-генераторів. Це пояснюється здатністю резонаторів до лінійного перестроювання в широкому діапазоні та їх малим фазовим шумом. Фільтри, побудовані на основі ЗІГ-резонаторів, знаходять застосування в якості преселекторів НВЧ-діапазону, в складі широкосмужових помножувачів частоти, високодобротних вузькосмужових підсилювачів.

Недолік всіх типів фільтрів на ЗІГ-резонаторах – відносно велика інерційність перестроювання частоти, (~ 100 мс). Але в панорамній вимірювальній апаратурі така інерційність прийнятна, тому цей недолік не принциповий.

Висновок

У даній роботі було описано принцип роботи ЗІГ-резонатора, робота якого базується на явищі феромагнітного резонансу. Було з'ясовано, що такі резонатори доцільно використовувати у телекомунікаційному обладнанні через значні переваги над іншими методами реалізації.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Marcelli R., Rossi M., Degasperis P. Microwave magnetostatic wave coupled resonators // Journ. Magnetism and Magnetic Mater. – 1996. – 512 p.
2. Кононов С. П. Метод визначення частоти світл-генератора панорамного вимірювача частотних характеристик/ С.П. Кононов, А.А. Негур // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаробудування. – 2017. - №70. – с. 33-36.

Науковий керівник: Кононов Сергій Павлович — к.т.н., доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: knnvknnv@ukr.net .

Луцишин Андрій Станіславович – студент групи ТКП-15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: tkp15b.lutsyshyn@gmail.com.

Supervisor: Kononov Sergiy P.– Phd, Assistant Professor of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, knnvknnv@ukr.net .

Lutsyshyn Andriy S. – group TKP-15b, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: tkp15b.lutsyshyn@gmail.com.

Стан впровадження DVB-T2 у Вінницькій області

¹Вінницький національний технічний університет

Анотація

У роботі описано стан впровадження стандарту DVB-T2 у Вінницькій області, наведено приклади найбільш поширених тюнерів цифрового телевізійного сигналу.

Ключові слова: телебачення, тюнер, підсилювач, антена, ретранслятор.

Abstract

The paper describes the state of implementation of the DVB-T2 standard in the Vinnytsia region, examples of the most common digital TV signal tuners are given.

Keywords: television, tuner, amplifier, aerial, repeater.

Вступ

В наш час цифрове телебачення відіграє дуже важливу роль. Вагоме місце посідає стандарт цифрового телебачення DVB-T2. Саме цей стандарт активно впроваджується в Україні. Метою роботи є дослідження стану впровадження стандарту DVB-T2 у Вінниці та у її області.

Основна частина

Відповідно до міжнародних зобов'язань в Україні успішно триває процес переходу ефірного телевізійного мовлення від аналогового стандарту розповсюдження програм до цифрового DVB-T2. Це означає, що аналогове телебачення буде вимкнено. На заміну прийде більш прогресивний цифровий стандарт, перевагами якого є висока якість телевізійного сигналу та більша кількість програм.

У Вінницькій області на даний момент є 5 ретрансляторів DVB-T2 в таких населених пунктах: Баланівка (65 км), Вінниця (80 км), Володимирівка (45 км), Погребище (25 км) і Ямпіль (30 км). У дужках позначено приблизний радіус покриття, він же позначений кольоровими маркерами на рис. 1.

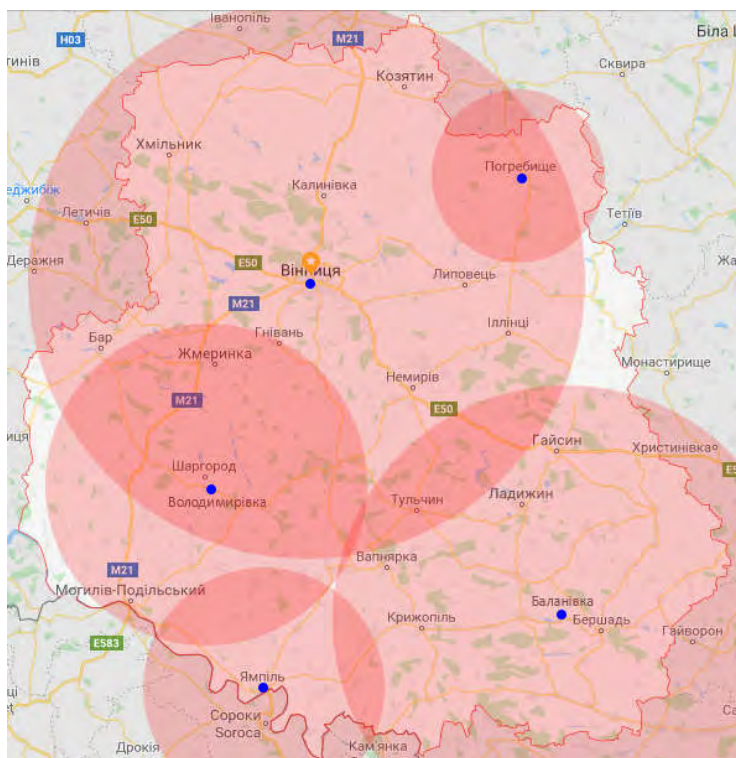


Рисунок 1 – Карта покриття телемовленням стандарту DVB-T2 у Вінницькій області

Покриття охоплює майже всю територію області, але рівень і якість сигналу залежать від умов: перешкод у вигляді рельєфу або будівель, погодних умов і т.д.. Тобто фактично площа покриття на практиці є меншою. Також, зі збільшенням відстані необхідні більш потужні антени, адже при появі перешкод зображення втрачається повністю. Тому є приблизні нормативи: використання кімнатних антен бажано при віддаленні від ретранслятора до 5 км, а для "слабких" ретрансляторів і перших поверхів - до 3 км; до 15 км найкращий вибір - зовнішня антена ARU-02, до 25 км - антена Energy 11 або Dipol 19, до 50 км - UHF-262 або Energy 19.

Все, що віддалене від ретранслятора на 50 км і більше, вимагає використання додаткових підсилювачів. При необхідності підключення декількох телевізорів до однієї антени потрібно додатково використовувати зовнішню антену, підсилювач і розгалужувач сигналу.

Найбільшого поширення здобули тюнери телевізійного сигналу таких моделей: Romsat TR-9020HD, Ergo DVB-T2 302. Популярність цих тюнерів обумовлена їх низькою ціною, допустимою якістю та задовільними параметрами (табл. 1).

Таблиця 1 – Основні характеристики популярних у Вінницькій області тюнерів.

	Romsat TR-9020HD	Ergo DVB-T2 302
Частотний діапазон	VHF: 174МГц - 230МГц, UHF: 474МГц - 866МГц	VHF: 174МГц - 230МГц, UHF: 474МГц - 866МГц
Порти	HDMI, RCA, USB, ANT-IN, ANT-OUT	HDMI, IR OUT, AV OUT, USB, ANT-IN, DC IN
Підтримка цифрового ТБ	DVB-T, DVB-T2	DVB-T2
Підтримка форматів	MPEG-4, JPG, MPEG-2, PNG, MP3	MPEG-1, MPEG-2, MPEG-4, H264, Motion JPEG, PNG, BMP, MP3, AAC
Блок живлення	Внутрішній	Зовнішній
Ціна	489 грн.	399 грн.

Висновок

В даній роботі було проаналізовано стан впровадження стандарту цифрового телебачення DVB-T2. Розглянуто тюнери, які найбільше використовуються у Вінницькій області. Надано рекомендації щодо оптимального користування обладнанням для цифрового телебачення.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. [Електронне джерело] – Режим доступу: <https://belyislon.com.ua/karta-pokrytie-t2/pokrytie-t2-vinnitskoj-oblasti/>
2. [Електронне джерело] – Режим доступу: <https://www.nrada.gov.ua/tsyfrove-efirne-telebachennya/>
3. [Електронне джерело] – Режим доступу: <https://27.ua/ua/shop/vinnitsa/tv-resivery/fs/standart-cifrovogo-televideniya-dvb-t2/?sort=rating>

Шевчук В'ячеслав Валерійович – ст. групи ТКП-156, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: shevchuk5343@gmail.com

Науковий керівник: Кононов Сергій Павлович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: knnvknnv@ukr.net .

Shevchuk Vyacheslav V. – Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinntsia, e-mail: shevchuk5343@gmail.com

Supervisor: Kononov Sergiy P. – Cand. Sc. (Eng), Assistant Professor of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: knnvknnv@ukr.net .

ВИМІРЮВАЧ ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ СТРОБОСКОПІЧНОГО ЗМІШУВАЧА

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Основними вузлами частотних характеристизаторів, спектроаналізаторів, панорамних приймачів є високочастотні генератори. Отже, потрібно оперативно отримувати інформацію про їх частоту. На основі неї стають достовірними результати панорамних вимірів. Метою роботи є запропонувати вимірювач частоти на основі ЗІГ-резонатора з використанням стробоскопічного змішувача.

Ключові слова: частотна мітка, стробоскопічний змішувач, свіп-генератор, частотомір.

Abstract

The main nodes of frequency characterizers, spectroanalysts, panoramic receivers are high-frequency generators. Therefore, you need to quickly obtain information about their frequency. On the basis of it become reliable results of panoramic measurements. The purpose of the work is to offer a frequency meter based on a YIG-resonator using a stroboscopic mixer.

Keywords: frequency mark, stroboscopic mixer, sweep-generator, frequency meter.

Вступ

При визначенні параметрів пристроїв та ліній зв'язку важливо знати їх частотні характеристики, знаходження яких є відносно складною операцією. Актуальною є задача підвищення точності визначення частоти високочастотних генераторів [1].

Пропонується новий спосіб визначення частоти свіп-генератора на ЗІГ-резонаторі з використанням у схемі вимірювача стробоскопічного змішувача.

Основна частина

Вимірювач частоти (рис. 1) в режимі хитання працює наступним чином.

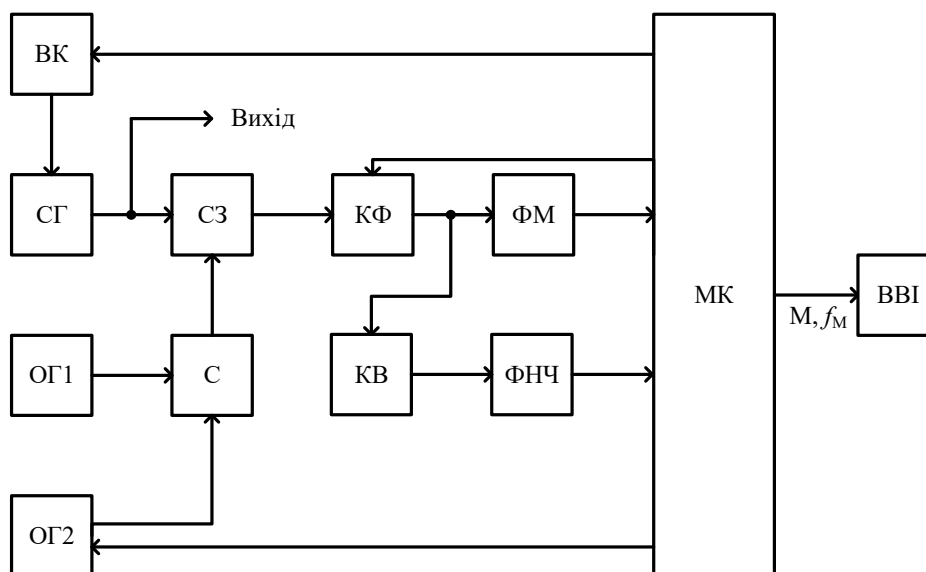


Рисунок 1 – Схема вимірювача частоти

Пилкоподібну напругу вузол керування (ВК) починає формувати з приходом на його вхід імпульсів від мікроконтролера (МК). Частота вихідної напруги свіп-генератора, підключеного до

першого входу стробоскопічного змішувача (СЗ) змінюється під час прямого ходу напруги від вузла керування за наближеним до лінійного законом. На другий вхід стробоскопічного змішувача через суматор (С) подається напруга у вигляді коротких імпульсів з першого або з першого і другого одночасно опорних генераторів (ОГ1) та (ОГ2). Генератори мають близькі частоти f_1 , f_2 . Гармоніки вихідної напруги опорних генераторів розподілені рівномірно у робочому діапазоні частот свіп-генератора з кроком f_1 , f_2 , відповідно.

Під час першого періоду розгортання частоти свіп-генератора до стробоскопічного змішувача приєднаний перший опорний генератор з частотою f_1 , а другий опорний генератор не працює.

В цей проміжок часу мікроконтролер переводить керований фільтр (КФ) в режим фільтра нижніх частот зі смугою пропускання $n_{\text{МАКС}}(f_2 - f_1)$, де $n_{\text{МАКС}}$ – максимальний номер гармоніки першого опорного генератора. При цьому на виході керованого фільтра виділяється низькочастотна напруга, за якою формувач міток (ФМ) створює на вході мікроконтролера імпульси міток з частотним кроком f_1 . Часове положення цих міток запам'ятовується в мікроконтролері. Так в часі формуються координатні мітки.

Під час другого періоду розгортання частоти свіп-генератора до стробоскопічного змішувача приєднується, крім першого, ще другий опорний генератор з частотою f_2 . Мікроконтролер переводить керований фільтр в режим фільтра зі смугою $n_{\text{МАКС}}(f_2 - f_1) \dots \frac{f_1}{2} - n_{\text{МАКС}}(f_2 - f_1)$.

Після появи першої координатної мітки на виході формувача міток з'являється імпульс дозволу мікроконтролеру визначити частоту $F = n(f_2 - f_1)$ коливання на виході фільтра нижніх частот ФНЧ, де n – номер гармоніки першого опорного генератора. За відомою частотою F розраховується частота свіп-генератора.

Висновки

Розглянуто новий спосіб визначення частоти вимірювального генератора на ЗІГ-резонаторі. Продукт перетворення після змішувача фільтрується і обробляється квадратором з виділенням складової з частотою, кратною різниці опорних частот. По ній вимірювачем визначається частота високочастотного генератора в режимах хитання або фіксованої генерації. На результат частотних вимірювань не впливає нелінійність хитання.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Кандырин Н.П. ГУН или ЖИГ ? Выбор генераторов при проектировании СВЧ синтезаторов с ФАПЧ / Н.П. Кандырин // Системы обработки информации. – Х.: ХУ ПС, 2015. – Вип. 8 (133). – С. 25-30.

Микола Анатолійович Григоренко – студент групи ТКП-156, факультет інфокомунікацій радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: nikolaonline123@gmail.com.

Дмитро Олександрович Жупанов – аспірант кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: tkstb1418@gmail.com

Науковий керівник: **Сергій Павлович Кононов** – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: knnvknnv@ukr.net

Mykola A. Hryhorenko – Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnitsa, e-mail: nikolaonline123@gmail.com.

Zhupanov A. Dmitry – post-graduate student of the Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnitsa National Technical University, Vinnitsa, e-mail: tkstb1418@gmail.com

Supervisor: **Serhii P. Kononov** – Cand. Sc. (Eng), Assistant Professor of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnitsa, e-mail: knnvknnv@ukr.net

ЗАСТОСУВАННЯ КВАДРАТОРА ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ЧАСТОТИ СИГНАЛУ ЛЧМ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Вирішення актуальної проблеми визначення частотних характеристик пристроїв та ліній зв'язку полягає у розробці нових методів, що допоможуть покращити точність таких панорамних вимірювань та забезпечити якісне проведення усіх вимірювально-технологічних операцій.

Метою роботи є ознайомлення з новим способом визначення частоти сигналу ЛЧМ на ЗІГ-резонаторі з використанням квадратора у схемі вимірювача.

Ключові слова: частотна мітка, квадратор, свіп-генератор, ЗІГ-резонатор, ЛЧМ.

Abstract

Solving the current problem of determining the frequency characteristics of devices and lines of communication is to develop new methods that will improve the accuracy of such panoramic measurements and ensure the quality of all measuring and technological operations.

The aim of this work is to get acquainted with a new method for determining the frequency of the LFM signal on the YIG resonator using a quadrator in the meter circuit.

Keywords: frequency mark, quadrator, sweep-generator, YIG-resonator, LFM.

Вступ

Для покращення точності вимірювань частотних характеристик за допомогою панорамних приладів пропонується спосіб визначення частоти сигналу з лінійною частотною модуляцією від генератора на ЗІГ-резонаторі. Робота є розвитком результатів, викладених в [1].

Основна частина

Проаналізуємо роботу вимірювача за допомогою структурної моделі (рис. 1), на якій вказані напруги u в різних точках, коефіцієнти передачі (K) окремих вузлів, частоти свіп-генератора (СГ) та першого і другого опорних генераторів (ОГ1, ОГ2).

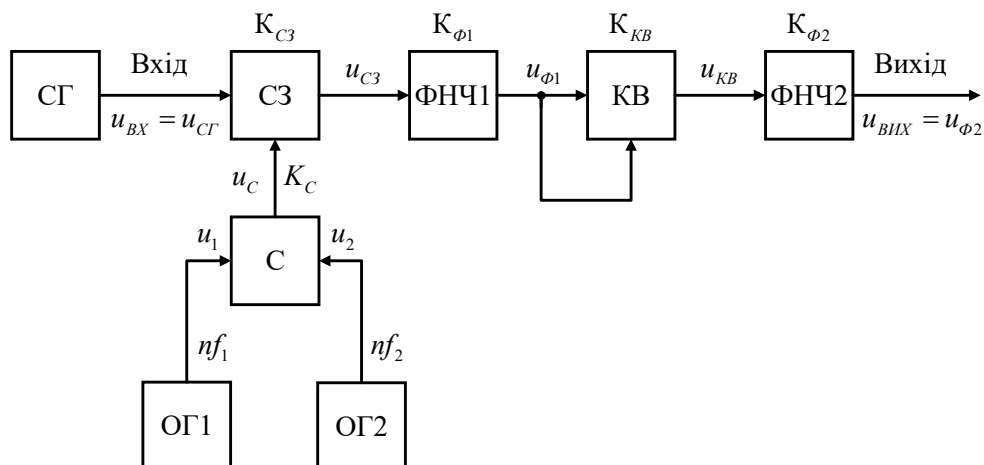


Рисунок 1 – Структурна модель вимірювача

Вихідна напруга свіп-генератора

$$u_{CG} = U_{CG} \cos\left(2\pi \int f_{CG} t dt\right) = U_{CG} \cos\left(2\pi f_0 t + \pi \gamma t^2\right) \quad (1)$$

подається на перший вхід стробоскопічного змішувача (СЗ), до другого входу якого через суматор

(С) надходить сума $u_1 + u_2$ двох напруг від опорних генераторів. Напруги u_1 і u_2 багаті гармоніками з частотами, кратними f_1 і f_2 відповідно.

Розглянемо ситуацію, коли активною, тобто такою, що створює корисний продукт перетворення, є n гармоніка. Таким чином

$$u_1 = U \cos(2\pi n f_1 t), \quad (2)$$

$$u_2 = U \cos(2\pi n f_2 t), \quad (3)$$

частота f_1 першого опорного генератора визначає крок частотних міток. Різниця частот f_1 , f_2 вибирається з умови

$$f_1 - f_2 \ll \frac{f_{1(2)}}{2n_{\text{МАКС}}}. \quad (4)$$

де $n_{\text{МАКС}}$ – максимальний номер гармоніки опорних генераторів.

Напруга на виході квадратора (КВ) $u_{\text{КВ}}$ складається з постійної складової, трьох складових з швидкозмінними різницевиими частотами за участю другої гармоніки напруги свіп-генератора та потрібної для вимірювань складовою з фіксованою частотою

$$F = n(f_2 - f_1). \quad (5)$$

Таким чином напруга, яка виділяється фільтром ФНЧ2 зі смугою $n_{\text{МАКС}}(f_1 - f_2)$ і коефіцієнтом передачі $K_{\phi 2}$ на виході квадратора, в основному, містить складову з фіксованою частотою F :

$$u_{\text{ВИХ}} = \frac{1}{4} K_C^2 K_{C3}^2 K_{\phi 1}^2 K_{\text{КВ}} K_{\phi 2} U_C^2 U_{CF}^2 \cos[2\pi n(f_1 - f_2)t]. \quad (6)$$

Винятком є короткі часові проміжки навколо точки переходу різницевиих частот через нуль. Ці проміжки коротші за тривалість імпульсу з виходу формувача міток. Заміна фільтра ФНЧ1 на смуговий з нижньою граничною частотою $n_{\text{МАКС}}(f_1 - f_2)$, суттєво послабить три згаданих вище складових з різницевиими частотами в напрузі $u_{\text{ВИХ}}$.

За відомою частотою F , розраховується частота свіп-генератора. Швидкість зміни частоти а γ може приймати нульове значення ($\gamma = 0$ – режим генерації на фіксованій частоті), або залежати від часу ($\gamma(t)$, нелінійна зміна частоти). Все це не впливає на точність вимірювання частоти.

Висновки

Відмінністю запропонованого способу визначення частоти сигналу ЛЧМ є те, що опорним коливанням для стробоскопічного змішувача є сума двох високостабільних напруг з близькими частотами. Продукт перетворення фільтрується і обробляється квадратором з виділенням складової з кратною різниці опорних частот незмінною частотою. Вона вимірюється, після чого визначається частота сигналу ЛЧМ свіп-генератора.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. С. П. Кононов, М. А. Григоренко. Спосіб визначення частоти керованого генератора на основі ЗІГ-резонатора // Науковий журнал «Вісник ХНУ» – 2018. – №5. – с.132.

Сергій Павлович Кононов – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: knnvknnv@ukr.net

Євген Миколайович Кухарський – аспірант кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: tkstb1418@gmail.com

Serhiy P. Kononov – Cand. Sc. (Eng), Assistant Professor of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnitsa, e-mail: knnvknnv@ukr.net

Eugene N. Kucharski – post-graduate student of the Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnitsa National Technical University, Vinnitsa, e-mail: tkstb1418@gmail.com

ОЦІНЮВАННЯ ДЖИТЕРУ В ПРИСТРОЯХ ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Виконано обґрунтований аналіз співвідношень для розрахунку рівня шумів та паразитних спектральних складових, що виникають через вплив джитеру тактових сигналів в цифро-аналогових перетворювачах пристроїв первинного цифрового оброблення радіосигналів.

Ключові слова: аналого-цифрове перетворення, цифро-аналогове перетворення, джитер.

Abstract

A substantiated analysis of correlations for calculating the noise level and parasitic spectral components that arise due to the influence of clock jitter in digital-to-analog converters of primary digital processing of radio signals is performed.

Keywords: analog-digital transformation, digital-analog conversion, jitter.

Вступ

Вузли аналого-цифрових та цифро-аналогових перетворювачів (АЦП та ЦАП) є невід'ємною частиною систем цифрового оброблення сигналів в різних сферах науки та техніки. Тому вони визначають функціональні характеристики всієї цифрової системи передачі (ЦСП). Сучасний рівень розвитку елементної бази АЦП та ЦАП при реалізації цифрових алгоритмів оброблення сигналів в ЦСП дозволяє підвищувати точність розрахунків за рахунок простого збільшення розрядності апаратного та програмного забезпечення. При цьому, внесені похибки через неточність роботи пристроїв перетворення не можливо коригувати за допомогою вторинного оброблення, а підвищення стабільності характеристик цих вузлів є досить не простою задачею.

Вплив випадкового джитеру на роботу АЦП в ЦСП при гармонічному вхідному сигналі досить детально досліджено в літературі [1]. Зокрема, в роботі [2] за допомогою комп'ютерного моделювання отримано кількісні оцінки впливу гармонічного джитеру на оброблення гармонічного вхідного сигналу в цифрових телекомунікаційних трактах передачі. Особливості функціонування блоків ЦАП розглянуто лише на основі експериментальних досліджень для деяких окремих випадків.

При аналізі математичних виразів приймемо, що досліджувані функції скінченні та володіють похідними всіх порядків, а проаналізовані ряди та інтеграли сходяться, оскільки сигнали, що використовуються в досліджуваному телекомунікаційному обладнанні легко можна відобразити в заданому вигляді.

Метою роботи є дослідження впливу джитера на характеристики типових ЦАП для оброблення сигналів з джитером в ЦСП.

Вплив джитеру на характеристики ЦАП

Нехай на вході ЦАП присутні вибірки сигналу $x(t)$. Кожна вибірка на виході ЦАП перетворюється в сходинку. Вибірki x_1, x_2, x_3 з сигналу $x(t)$, що надходять на ЦАП в моменти t_1, t_2, t_3 , віддалені один від одного на інтервал $T_s = 1/F_s$ де F_s - тактова частота ЦАП.

На виході ідеального ЦАП кожна вибірка дає прямокутні сходинки. Через вплив джитеру моменти початку сходинки трохи зміщуються. Це призводить до зміщення кінця попередньої сходинки і початку наступної сходинки на цю ж величину. Виникає помилка з амплітудою $e_2 = x_2 - x_1$.

Таким чином, помилка на виході ідеального ЦАП, обумовлена джитером тактової частоти, є послідовністю коротких імпульсів тривалістю τ_k з амплітудою $e_k = x_k - x_{k-1}$, $k = -\infty, \dots, 0, 1, \dots$

Спектр k -го з цих імпульсів має вигляд:

$$S_k(f) = e_k \tau_k \frac{\sin \pi f \tau_k}{\pi f \tau_k} e^{-2\pi j f \left(k T_s + \frac{\tau_k}{2} \right)}. \quad (1)$$

Ширина головної пелюстки функції (1) дорівнює $1/\tau_k$ за рівнем -3,9 дБ, і в цій області зосереджена 78% енергії імпульсу.

Розглянемо випадок, коли значення джитеру τ_k є випадковими незалежними величинами зі середньоквадратичним значенням σ . Тоді тривалість імпульсів помилки є випадковою, проте загальний вигляд функції $e(t)$ важко назвати випадковим. Тому аналіз помилки доцільно проводити в частотній області. Сенса переходу в частотну область складається в наступному. У радіотехнічних пристроях після ЦАП, як правило, використовується смуговий фільтр, що пропускає необхідний діапазон частот та розтягує короткі імпульси сигналу. При цьому функція $e(t)$ втрачає імпульсний характер. У частотній області спектр помилки в смузі пропускання фільтра практично не змінюється, і, отже, в цій області можна аналізувати спектр безпосередньо після ЦАП.

Проаналізуємо вираз (1) для випадку синусоїдального сигналу з частотою ω і амплітудою A . Нехай на виході ЦАП генерується сигнал на інтервалі тривалістю T , що містить L вибірок сигналу: $T = L T_s$. Будемо вважати також, що $\omega \neq 0$ і виконує основну умову теореми Котельникова: $\omega T_s < \pi$.

Випадок з $\omega = 0$ не представляє інтересу, так як в цьому випадку джитер нечутливий до помилок.

Амплітуда помилки для k -го імпульсу може бути виражена таким чином:

$$e_k = x_k - x_{k-1} \approx x'(k T_s) T_s = A \omega T_s \cos \omega k T_s. \quad (2)$$

При цьому спектр (1) набуває вигляду:

$$S_k(f) = A \omega T_s \tau_k \cos(\omega k T_s) \frac{\sin \pi f \tau_k}{\pi f \tau_k} e^{-2\pi j f \left(k T_s + \frac{\tau_k}{2} \right)}. \quad (3)$$

Для спрощення цього виразу зауважимо, що діапазон корисних частот після ЦАП, як правило, не перевищує тактову частоту, а величина джитеру мала в порівнянні з періодом T_s . Тому в необхідному діапазоні частот $f \tau_k \ll 1$, отже, справедливі співвідношення:

$$\frac{\sin \pi f \tau_k}{\pi f \tau_k} \approx 1, e^{-2\pi j f \tau_k} \approx 1.$$

Тоді отримуємо:

$$S_k(f) \approx A \omega T_s \tau_k \cos(\omega k T_s) e^{-2\pi j f k T_s}. \quad (4)$$

Підсумовуючи по k , отримуємо повний спектр помилки $e(t)$ на розглянутому інтервалі:

$$S(f) = A \omega T_s \sum_{k=0}^{L-1} \tau_k \cos(\omega k T_s) e^{-2\pi j f k T_s}. \quad (5)$$

Спектральна щільність потужності функції $e(t)$ визначається через її спектр $S(f)$ виразом:

$$G(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} M[S(f) S^*(f)], \quad (6)$$

де $M[\]$ - символ математичного очікування.

Підставляючи (5) в (6), маємо:

$$G(f) = \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{L T_s} (A \omega T_s)^2 M \left[\sum_{k=0}^{L-1} \tau_k \cos(\omega k T_s) e^{-2\pi j f k T_s} \times \right. \\ \left. \times \sum_{m=0}^{L-1} \tau_m \cos(\omega m T_s) e^{2\pi j f m T_s} \right].$$

Так як випадкові величини τ_k і τ_m з різними індексами незалежні, то складові під знаком математичного очікування, що мають добуток таких величин, дають при усередненні нуль, тому:

$$G(f) = A^2 \omega^2 T_s \sigma^2 \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \cos^2(\omega k T_s).$$

Так як $\omega \neq 0$ і $\omega T_s < \pi$, то межа в цій формулі дорівнює 0,5, тому:

$$G(f) = 0.5 A^2 \omega^2 T_s \sigma^2.$$

Таким чином, спектральна щільність потужності шуму, спричиненого джитером, постійна в даному діапазоні частот. Нормуючи цей вираз до середньої потужності сигналу (4) $P_{sig} = 0.5 A^2$, отримуємо:

$$R = \omega^2 T_s \sigma^2,$$

або в децибелах:

$$R_{dB} = 10 \log(\omega^2 T_s \sigma^2) \text{ дБн/Гц.} \quad (7)$$

Формула (7) збігається з аналогічною формулою для випадку АЦП. Вона показує доцільність збільшення тактової частоти, причому це збільшення для ЦАП досягається простіше, ніж для АЦП, з технологічних причин.

Наприклад, підставивши в (7) частоту 50 МГц та значення параметрів $T_s = 1$ нс, $\sigma = 1$ пс отримуємо $R_{dB} \approx -160$ дБн/Гц. При шумовій смузі 10 МГц це дає відношення сигнал / шум 90 дБ.

Нехай джитер є синусоїдальним з частотою ω_1 і амплітудою ε :

$$\tau_k = \varepsilon \sin(\omega_1 k T_s) = -0.5 j \varepsilon (e^{j \omega_1 k T_s} - e^{-j \omega_1 k T_s}). \quad (8)$$

Підставляючи цей вираз в (5) для спектра помилки сигналу з L вибірок, маємо:

$$S(f) = -0.25 j A \omega T_s \varepsilon \sum_{k=0}^{L-1} \left(e^{j \omega k T_s} + e^{-j \omega k T_s} \right) e^{-2 \pi j \omega k T_s} \left(e^{j \omega_1 k T_s} - e^{-j \omega_1 k T_s} \right).$$

Звідси випливає, що в спектрі вихідного сигналу з'явилися комбінаційні складові з частотами $\pm \omega \pm \omega_1$ рівні за величиною:

$$z = 0.25 A \varepsilon \omega T_s L.$$

Так як сформована корисна спектральна складова для сигналу з L вибірок дорівнює $0.25 A T_s L$ то відношення амплітуди основної гармоніки до паразитної:

$$Q = \frac{2}{\omega \varepsilon}. \quad (9)$$

Ця формула збігається з формулою для синусоїдального джитеру в АЦП [3]. Для прикладу розглянемо вплив наведення порядку 1 мВ на тактовий сигнал з амплітудою 1 В і частотою 100 МГц. При цьому амплітуда паразитного джитеру буде мати величину $\varepsilon = 1.6$ пс. Для сформованої частоти 30 МГц отримуємо, що відношення сигнал / ПСС приблизно дорівнює 76,4 дБ. Це показує, що пристрої формування тактової частоти в ЦАП, так само, як і в АЦП, необхідно ретельно захищати від будь-яких перешкод і шумів.

Висновки

Для загального випадку взаємодії сигналу та джитеру методика оцінки ефектів, що виникають за умови лінійності основної складової помилки (2) по обом функціям може полягати в розкладанні функцій на елементарні адитивні складові та оцінки ефектів для кожної складової.

Отримано прості аналітичні співвідношення для оцінки середньоквадратичного значення шуму і амплітуди паразитних спектральних складових на виході ЦАП і АЦП для типових випадків сигналу і джитеру. Формули для АЦП і ЦАП як для випадкового джитеру так і для гармонійного джитеру ідентичні. Цей факт можна розглядати як ще одне свідчення еквівалентності аналогового і цифрового способів подання інформації, а також переходів між ними.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Бортник Г.Г. Методи та засоби оцінювання параметрів абонентських ліній зв'язку / Г.Г. Бортник, В.М. Кичак, В.Ф. Яблонський. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 139с.
2. Бортник Г.Г. Метод оцінювання основних параметрів фазового дрижання в системах передавання даних / Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, О.В. Стальченко. - Вісник Вінницького політехнічного інституту, 2010, № 6. – С. 97-101.
3. Бортник Г.Г. Аналіз методів і засобів оцінювання джитера та вандера в телекомунікаційних системах / Г. Бортник, В. Яблонський, М. Васильківський. - Матеріали III Міжнародної науково-технічної конференції „Сучасні проблеми, радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування”. 31 травня-2 червня 2007 р., Вінниця.– С. 13-14.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Воловик Андрій Юрійович – канд. тех. наук, доцент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Паламарчук Роман Петрович — студент групи ТКП-156, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Vasylkivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Volivuk Andrii Yu. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Radio engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Palamarchuk Roman P. — Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

АПАРАТНО-ПРОГРАМНИЙ АНАЛІЗАТОР РАДІОСИГНАЛІВ

¹ Вінницький національний технічний університет;**Анотація**

У роботі представлено метод спектрального аналізу вузькосмугових радіосигналів (РС) на базі багатоступінчастого цифрового оброблення масиву вибірок досліджуваного сигналу. При цьому з'являється можливість суттєво скоротити час для визначення спектральних складових РС та забезпечити режим функціонування засобів первинного оброблення РС у реальному масштабі часу. Розроблено структуру апаратно-програмного аналізатора РС, який характеризується широкою смугою робочих частот, мінімальними апаратними затратами та функціонує в реальному масштабі часу.

Ключові слова: радіосигнали, цифрове оброблення сигналів, спектральний аналіз

Abstract

The method of spectral analysis of narrowband radiosignals (RS) on the basis of the rich-tapestry digital processing of the array of samples of the investigated signal is presented in the paper. In this case, there is an opportunity to significantly shorten the time to determine the spectral components of the PC and to provide the mode of functioning of the primary processing of the RS in real time. The structure of the hardware-software analyzer of RS is developed, which is characterized by a wide band of working frequencies, with minimal hardware costs and functions in real time.

Keywords: radiosignals, digital signal processing, spectral analysis

Вступ

Існуючі засоби аналізу радіосигналів (РС) базуються на використанні методів цифрового оброблення сигналів (ЦОС), а саме – алгоритмів на базі швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [1]. Сучасні цифрові засоби первинного оброблення РС, що використовують ШПФ, характеризуються високою точністю та роздільною здатністю. Разом з тим, при розв'язанні задач, пов'язаних зі спектральним аналізом вузькосмугових РС у радіотехнічних системах, що функціонують у реальному масштабі часу, продуктивність існуючих методів і засобів ЦОС виявляється недостатньою [2, 3].

Останнім часом запропоновано декілька модифікованих методів спектрального аналізу на базі алгоритмів ЦОС, які було розроблено для того, щоб послабити обмеження за продуктивністю, що властиві цифровим спектральним методом [1, 3]. Незважаючи на певні результати, досягнуті у зазначених вище публікаціях, питання підвищення продуктивності цифрового спектрального аналізу вузькосмугових РС як і раніше залишається актуальним.

Метою роботи є підвищення продуктивності засобів аналізу радіосигналів за рахунок багатоступінчастого оброблення вибірок досліджуваного сигналу.

Результати дослідження

Слід зазначити, що до класу вузькосмугових сигналів відносяться РС на базі амплітудної, балансної та односмугової модуляції, а також групові сигнали систем зв'язку з частотним розділенням каналів. У реальному масштабі часу кінцевий результат спектрального аналізу T_{FFT} має бути отриманий за час, що не перевищує тривалість T_R оброблюваної реалізації вузькосмугового сигналу.

На першому етапі оброблення сформований вхідний масив даних переноситься по осі частот на величину $-a$. Для цього здійснюється множення відліків вхідного сигналу на відповідні відліки дискретної експоненти $e^{-j\frac{2\pi \cdot a \cdot n}{N}}$, тобто $x_a(n) = x(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi \cdot a \cdot n}{N}}$. На базі отриманої послідовності можна знайти спектр вузькосмугового сигналу, що зважений віконною функцією:

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{m \cdot q} - 1} \omega_c(n) \cdot X(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi \cdot n \cdot k}{N}}, \quad (1)$$

де $n = 0, 1, \dots, m - 1$.

Багатогранність цілей виконання досліджень РС, а також методів спектрального аналізу РС, зумовлюють формування великої кількості різних варіантів побудови засобів оброблення РС [1]. Найбільш раціональним способом реалізації засобів цифрового оброблення вузькосмугових РС є апаратно-програмний. При цьому фіксування РС здійснюється в реальному часі без втрат інформації. Структурна схема апаратно-програмного засобу первинного оброблення РС представлена на рис. 1.

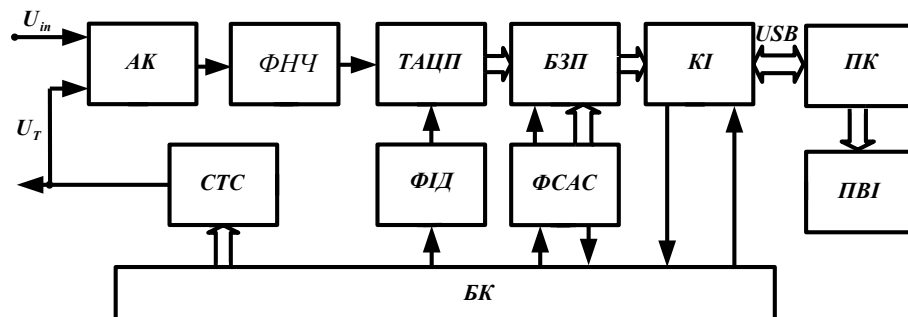


Рисунок 1- Структурна схема апаратно-програмного аналізатора РС

Ця структура характеризується широкими функціональними можливостями і високою граничною частотою вхідного сигналу. Вхідний масив даних накопичується у буферному запам'ятовувальному пристрої (БЗП). Слід зазначити, що цикл запису БЗП не повинен перевищувати період дискретизації тракту аналого-цифрового перетворення (ТАЦП) [4].

Імпульси дискретизації надходять у ТАЦП з виходу формувача імпульсів дискретизації (ФІД). Сигнал синхронізації та адресні коди надходять на відповідні шини БЗП з виходу формувача сигналів адреси та синхронізації (ФСАС). Процес функціонування апаратно-програмного засобу складається з таких етапів: подача тестового сигналу на вхід пристрою, зняття вихідного сигналу та виділення РС, аналого-цифрове перетворення РС, накопичення масиву цифрових відліків РС, передавання їх у ПК, спектральний аналіз згідно запропонованого методу та отримання оцінок параметрів РС.

Висновки

Запропоновано метод спектрального аналізу вузькосмугових радіосигналів на базі багатоетапного цифрового оброблення масиву вибірок досліджуваного сигналу, що дає можливість суттєво скоротити час для визначення спектральних складових РС та забезпечити режим функціонування засобів первинного оброблення РС у реальному масштабі часу. Розроблено структуру апаратно-програмного аналізатора РС, який характеризується високою продуктивністю.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Бортник Г.Г. Методи та засоби первинного цифрового оброблення радіосигналів / Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2016. – 168 с.
2. Бортник Г.Г. Методи та засоби оцінювання параметрів абонентських ліній зв'язку / Г.Г. Бортник, В.М. Кичак, В.Ф. Яблонський. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 139 с.
3. Бортник Г.Г. Методи та засоби підвищення ефективності оцінювання фазового дрижання сигналів у телекомунікаційних системах / Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2015. – 140 с.

4. Бортник Г.Г. Швидкодіючий аналого-цифровий перетворювач підвищеної точності / Г.Г. Бортник // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2002. – № 5. – С. 47-50.

Бортник Геннадій Григорович – канд. техн. наук, професор кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: bgen88@gmail.com

Вітер Ринат Миколайович – аспірант кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: donyray7@gmail.com.

Bortnyk Gennadiy Grygorovych – Ph.D., Professor of the Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: bgen88@gmail.com

Viter Rinat Mikolayevych – postgraduate of the Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: donyray7@gmail.com

Аналіз перемикання фазових станів плівки ХСН при зміні прикладеної напруги U_n від часу t та опору аморфної фази R

Вінницький національний технічний університет

Анотація

У даній роботі наведено нові дані часового коливання параметрів комірок пам'яті таких, як порогова напруга U_n та опір аморфної фази R . Отримані результати доповнюють інформацію про відхилення робочих параметрів пам'яті РСМ. Показано залежність порогової напруги U_n і опору аморфної фази R від часу t .

Ключові слова: комірка пам'яті, халькогенідний склоподібний напівпровідник (ХСН), залежність параметрів.

Abstract

In this paper, new data is given on the time variation of memory cell parameters such as threshold voltage U_n and resistance of amorphous phase R . These results supplement the information on the deviation of the working parameters of the memory of the PCM. The dependence of the threshold voltage U_n and resistance of the amorphous phase R on time t is shown.

Keywords: memory cell, chalcogenide glassy semiconductor (CGS), dependence of parameters.

Вступ

Аморфний стан з'являється в РСМ при швидкому охолодженні розплавленої частини матеріалу, що створюється проходженням через пристрій імпульсу стираючого струму (струму скидання). Цей імпульс складає основну енергію розігріву плівки ХСН, що призводить до її розплаву, хоча для завершення зміни фаз необхідно ще деякий час подавати напругу вищу за порогову. Якщо імпульсу струму недостатньо для розплавлення матеріалу, то залежність напруги від часу прикладення залишається подібною між собою, як зображено на рисунку 1.

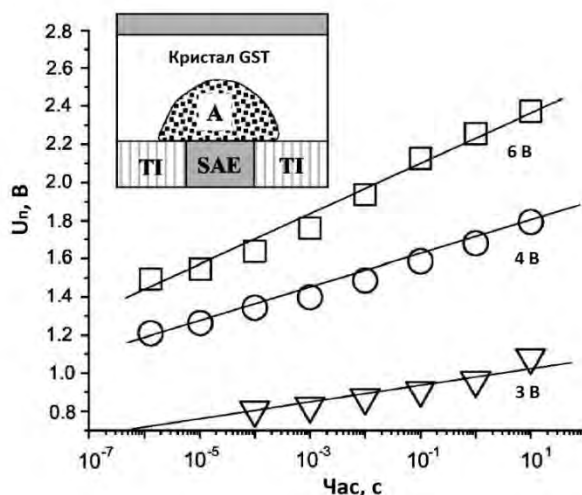


Рисунок 1 - Залежність $U_n(t)$ для трьох частково стертих комірок пам'яті, в яких аморфна область була створена під різними напругами скидання, які позначені поруч із кривими. Вкладена схема РСМ [1] показує кристалічні та аморфні (A) фази GST, електрод малої площі (SAE) та тепловий ізолятор (TI).

Величина імпульсу струму скидання залежить від опору навантаження, внутрішнього опору плівки ХСН та від порогової напруги U_n , питоме значення якої в свою чергу залежить лише від типу матеріалу GST. Це пояснює отримані результати на рисунку 2, де порогова напруга перемикання зростає

та її коливання залежать від тривалості дії [1]. Таку залежність часто називають частковим перемиканням. Залежність напруги перемикання від часу стає стабільною (насичується), коли об'єм аморфного матеріалу стає достатньо великим, після чого КП повністю перемикається між фазовими станами.

Аналіз результатів

Повне скидання опору R не залежить від напруги чи струму перемикання. У більшості експериментів використовуються КП фірми Intel, що повністю переведені на рівень насиченого опору. Варто відзначити, що структури з частковим перемиканням майже не мають залежності від напруги перемикання, як показано на рисунку 2.

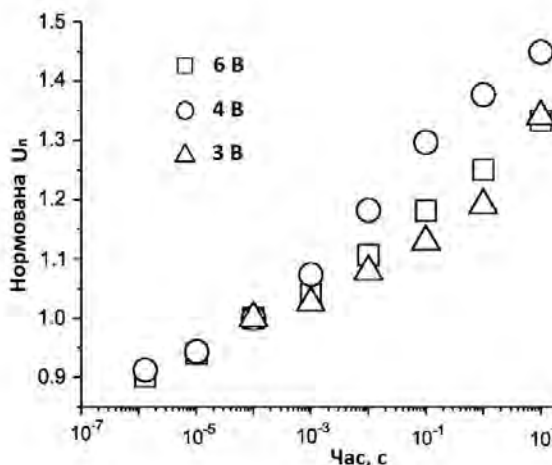


Рисунок 3 - Залежність $U_n(t)$ для трьох частково стертих комірок пам'яті, аналогічно до рисунку 2, нормовані до абсолютних значень відповідних напруг на 0,1 мс.

Експериментальна установка та визначення часу коливання параметрів наведені в [1]. Для кожної експериментальної точки виконано від 30 до 100 вимірювань. Для уникнення ефектів коливання температури після вимірювання для $U_n(t)$ було обрано менший часовий крок вимірювання – 0,1 мкс, хоча для експериментальних досліджень зазвичай використовують крок у розмірі 1 с.

Як впливає з нахилу гілки результатів, що наведена на рисунку 3, типові значення опору апроксимуються енергетичною залежністю

$$R(t) = R(t_0) \left(\frac{t}{t_0} \right)^\alpha. \quad (1)$$

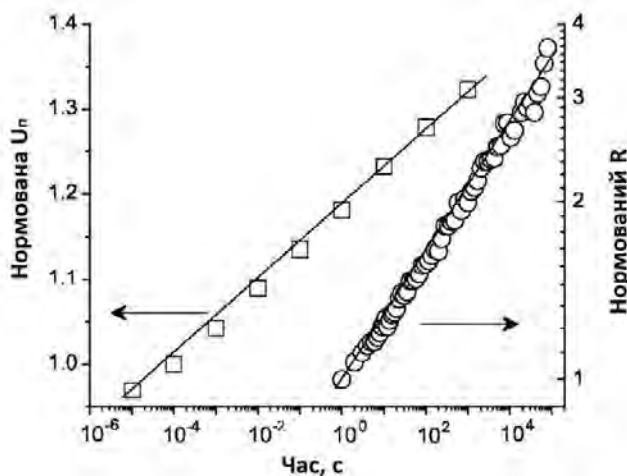


Рисунок 3 - Залежності $U_n(t)$ та $R(t)$, що довільно нормовані до $t = 0,1$ мс і $t = 2$ с відповідно. Шкала осі R має логарифмічний масштаб.

Висновки

Отримана залежність подібна до раніше опублікованих результатів [2,3] де t_0 - довільно вибраний нульовий час, α - у діапазоні від 0,03 до 0,1 в залежності від типу пристрою та рівня насиченості ХСН. Це дає можливість застосовувати отримані результати для побудови математичної моделі перемикання фазових станів плівки ХСН, що використовується як запам'ятовуючий елемент.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. D. A. Baker, M. A. Paesler, G. Lucovsky, S. C. Agarwal, and P. C. Taylor. The mechanism of threshold switching in amorphous alloys. / W. Wenig, A. Pamungkas, R. Detemple, C. Steimer, S. Blugel, and M. Wuttig, Nat. Mater. 5 // Phys. Rev. Lett. 96, p.56, 2006.
2. S. R. Ovshinsky, Reversible Electrical Switching Phenomena in Disordered Structures. // Phys. Rev. Lett. 21, p.1450, 1968.
3. V. G. Karpov, Y. A. Kryukov, S. D. Savransky, and I. V. Karpov, Nucleation switching in phase change memory // Appl. Phys. Lett. 90, p.504, 2007.

Іван Володимирович Слободян – асистент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, e-mail: slobodyan.i.v@vntu.edu.ua.

Сергій Юрійович Боржемський — студент групи ТКТ-156, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: sergiibor@gmail.com;

Ivan Slobodyan – Assistant of Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, e-mail: slobodyan.i.v@vntu.edu.ua.

Sergiy Borzhiemskiy – Department of Infocommunications, Radio electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: sergiibor@gmail.com.

**О. В. СТАЛЬЧЕНКО
М. В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ
В. К. СКОЩУК
С. О. СЛОБОДЯНЮК**

ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ОПТИЧНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ НА ОСНОВІ LI-FI ТЕХНОЛОГІЇ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В результаті проведених досліджень вирішена важлива науково-технічна задача визначення завадостійкості бездротових оптичних локальних мереж передачі даних на базі світлодіодів видимого випромінювання.

Ключові слова: бездротові оптичні мережі, завадостійкість оптичних мереж, LI-FI.

Abstract

As a result of the conducted researches, an important scientific and technical task of determining the noise immunity of wireless optical local area networks of data transmission on the basis of visible light emitting diodes is solved.

Keywords: optical networks, noise immunity of optical networks, LI-FI.

Вступ

Актуальність теми дослідження обумовлена тим, що бездротові оптичні локальні мережі передачі даних на базі світлодіодів видимого випромінювання, побудовані на базі інноваційної технології, ніде в світі не впроваджені в експлуатацію і вимагають розкриття їх потенціалу, особливо аспекти завадостійкості, які дозволять визначити області та способи їх застосування.

Ступінь розробленості теми дослідження можна оцінити по ряду праць зарубіжних авторів, які присвячені вивченню різних аспектів бездротових оптичних локальних мереж передачі даних на базі світлодіодів видимого випромінювання, таких як: Харальд Хаас (Harald Haas), Свилен Димитров (Svilen Dimitrov), Анагностіс Параскевопулос (Anagnostis Paraskevopoulos), Хені Елга (Hany Elgala), Реїд Месла (Raed Mesleh), Доброслав Цонев (Dobroslav Tsonev), Клаус-Дітер Лангер (Klaus-Dieter Langer) та інших.

Їхні роботи містять положення про принципи функціонування комунікаційних ліній у видимому світлі за допомогою світлодіодів, методах підвищення пропускної спроможності і зниження ймовірності появи помилок при передачі сигналів. Однак, в працях цих вчених не розглядається ступінь впливу перешкод на пропускну здатність і способи оцінки цього впливу.

Метою роботи є визначення завадостійкості бездротових оптичних локальних мереж передачі даних на базі світлодіодів видимого випромінювання, оцінка потенційних можливостей і необхідності застосування даних мереж.

Основна частина

Робочий діапазон бездротових оптичних мереж передачі даних, не перетинається з діапазонами робочих частот експлуатованих нині мереж передачі даних, не здатний впливати на виробничі процеси або діяльність різних організацій, тому мережі VLC на базі світлодіодів видимого випромінювання придатні для експлуатації навіть в зонах чутливих до радіохвиль і електромагнітних полів в цілому (наприклад, медичні установи, повітряна і космічна техніка). Лише драйвери

світлодіодних ламп можуть створювати відчутне електромагнітне поле, для оцінки якого потрібне проведення додаткових досліджень.

Оцінка впливу шуму на пропускну здатність в мережах Li-Fi, який виникає від навколишнього природного і штучного світла, а також від світності фізичних об'єктів, повноцінно представлена в даній дослідницькій роботі і вона показала, що мережі Li-Fi успішно можуть функціонувати не тільки в добре освітлених приміщеннях, але навіть поза приміщеннями або під водою. Якщо при цьому будуть дотримані санітарні правила і норми по загазованості і запиленості, так як аерозолі представляють джерело шумів. З огляду на це, найбільш імовірною причиною погіршення або розриву зв'язку в офісному приміщенні, стане фізична перешкода через яку не зможе проникнути світло, що випадково опинилася на шляху сигналу, наприклад, хтось буде проходити між фотодетектором і світлодіодним випромінювачем. Проте, дотримання санітарних норм і правил, залишається невід'ємною умовою, для забезпечення якісної передачі сигналів в мережах Li-Fi.

Багатопроміневий ефект природно присутній і в радіочастотних бездротових мережах передачі даних і в оптичних бездротових мережах передачі даних, але, з урахуванням непроникності світлових сигналів крізь кордони приміщень будівель, оптичні сигнали мереж Li-Fi з суміжних приміщень не стануть причиною цього ефекту. Саме тому, такий спосіб боротьби з ним, як рознесення приймально-передавального обладнання і використання спрямованих випромінювачів сигналу буде більш ефективний. Його вклад в зниження пропускну здатності був оцінений в розробленій математичній моделі, і він виявився не таким істотним, як передбачалося спочатку.

Крім того, можливе прийняття заходів, для зниження світності в приміщенні, яка також створює багатопримієвість, при виконанні яких не буде потрібно істотних матеріальних витрат. Якщо перед нами стоїть завдання контролю поширення сигналу і запобігання несанкціонованого доступу до каналу зв'язку, то неможливість виходу сигналу Li-Fi за межі закритого цільового приміщення є перевагою, в порівнянні з бездротовими радіочастотними мережами передачі даних, де для цього буде потрібне проведення ряду процедур. Тобто, бездротові оптичні мережі передачі даних на базі світлодіодів видимого випромінювання з більшою легкістю дозволяють забезпечити конфіденційність каналу зв'язку. Забезпечення надійності порівнюваних мереж, створенням резервних пунктів доступу, представляється значно простішим і дешевшим в мережах Li-Fi. Але виявлення і заміна одного єдиного світлодіода який вийшов з ладу, в світлодіодному масиві світлодіодної лампи, видається важким і не доцільним завданням, тому буде потрібна заміна світлодіодної лампи цілком.

Радіочастотні мережі практично позбавлені можливості інтегрування в існуючу інфраструктуру будівель і населених пунктів, так як для мереж LTE необхідне встановлення базових станцій, а для Wi-Fi і WiMAX комунікаційне обладнання з антенами. На відміну від них, світлодіодні системи зв'язку можуть бути легко інтегровані в широко поширену освітлювальну інфраструктуру. Широко поширена світлодіодна техніка може бути легко дообладнана так, щоб використовуватися в мережах Li-Fi.

При цьому, споживана потужність світлодіодних освітлювальних пристроїв менше, ніж у інших освітлювальних приладів, тому не виникає необхідності у великих додаткових витратах потужності, що істотно здешевлює експлуатацію бездротових оптичних мереж передачі даних на базі світлодіодів видимого випромінювання.

Тому, з точки зору грошових витрат, розгортання і експлуатація мереж Li-Fi не вимагає великих грошових вкладень. А супутній ефект зниження витрат на закупівлю енергоносіїв, від використання енергоефективних світлодіодних освітлювальних приладів, на заміну ламп розжарювання і люмінесцентним лампам, може виявитися також досить істотним в масштабах великих підприємств, де велике число світлотехнічного обладнання. Адже світлова віддача світлодіодних систем може досягати 120 лм/Вт, що вище світловіддачі люмінесцентних ламп в 60 - 100 лм/Вт і значно перевершує світловіддачу ламп розжарювання в 10 - 24 лм/Вт.

Іншими словами, для досягнення світлового потоку в 600 лм при використанні лампи розжарювання необхідно від 25 до 60 Вт електроенергії, а при використанні світлодіодної лампи - лише 5 Вт. Що при тарифі на електроенергію 3,06 грн./КВт · год (одноставковий тариф для пікової зони у Вінницькій області для підприємств на перше півріччя 2019 р.) за 40-годинний робочий тиждень дозволить заощадити від 121 до 334 грн. з кожної сотні лампочок, в рік ця цифра вже складе від 5971 до 16482 грн.

Крім того, в режимі ширококомовлення мережі Li-Fi можуть передавати сигнал необмеженому числу користувачів в зоні покриття мережі. Доведено, що радіочастотні мережі передачі даних негативно впливають на репродуктивні органи чоловіків, провокує швидку стомлюваність, апатію, слабкість, головний біль, порушення в роботі хворих органів, ослаблення уваги, пам'яті, нервові і психічні розлади, і хоча вплив мереж Li-Fi не вивчено, існують дослідження, що доказують, що світло яке випромінює світлодіод є найбільш комфортним джерелом штучного освітлення для людських очей.

Аналіз розвитку бездротової оптичної передачі цифрових даних і технологій бездротової передачі даних за допомогою видимого світла, а також сучасних досягнень в цій сфері показав, що мережі Li-Fi мають великий потенціал для масового використання і дозволив зробити наступні висновки:

1. В даний час сформульовані основні принципи функціонування бездротових оптичних локальних мереж передачі даних на базі світлодіодів видимого випромінювання, розглянуто технологічні аспекти виробництва світлодіодних випромінювачів, їх параметри і особливості; світлодіоди та деякі їх параметри, які мають значення для даного дослідження; поточні досягнення та перспективи подальших досліджень в області їх виробництва світлодіодних випромінювачів, які підтверджують можливість організації високошвидкісної мережі Li-Fi на їх основі.

2. Вивчення фундаментальних принципів і технологій, на які спирається робота комунікаційних ліній у видимому світлі, так, наприклад, метод оптичного мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів і квадратурна фазова маніпуляція, допомогли забезпечити високу пропускну здатність і ймовірність помилки на біт близько 2×10^{-5} ; і технології, застосовувані для організації зворотного зв'язку - PLC, PoE, Giga-IR і ін.

Теоретична значимість роботи полягає в розвитку теорії інформації, розвитку теореми Шеннона - Хартлі зокрема, і розробці рекомендацій з організації середовища передачі даних мереж Li-Fi. Значущим є й опис принципів функціонування, компонентів, виявлення основних джерел перешкод і способів підвищення завадостійкості бездротових оптичних локальних мереж передачі даних на базі світлодіодів видимого випромінювання.

Практична цінність роботи полягає в тому, що матеріали і висновки роботи, отримані автором в ході дослідження, можуть бути використані широким колом фахівців, як в області інформаційних технологій, наприклад, для організації бездротових оптичних мереж передачі даних, так і в інших областях, наприклад, в галузі автомобілебудування, для створення і вдосконалення систем безпілотного руху.

Висновки

Дослідження параметрів мереж Li-Fi дозволило виявити їх переваги, недоліки та перспективні області застосування. Відсутність опублікованих даних по оцінці завадостійкості локальних мереж Li-Fi і наявність очевидних джерел перешкод в середовищі передачі даних, підтверджують необхідність проведення даного дослідження на базі математичних розрахунків.

Встановлено, що бездротові оптичні локальні мережі передачі даних на світлодіодах видимого випромінювання можуть забезпечувати пропускну здатність не нижче 100 Гбіт/с на відстані від 5 до 23 м і не нижче 10 Гбіт/с на відстані від 11 до 51 м (в залежності від типу приміщення і відповідного йому рівня освітленості, а також з урахуванням інших умов експерименту) в будь-яких приміщеннях громадських будівель, а також в супутніх їм виробничих приміщеннях, які відповідають санітарним правилам і нормам.

Визначено, що при досить сильному сигналі, який може забезпечуватися за рахунок використання ширини смуги пропускання випромінювання всіх (складових білого світла) кольорів (від 20 ТГц), і великим світловим потоком світлодіодного випромінювача (якому відповідає сила світла 500 кд), передавати дані з пропускну здатністю 100 Мбіт/с можливо і в денний час на відкритих просторах, але на досить малі відстані, що не перевищують 23 м.

Ширина смуги пропускання мереж Li-Fi ширше, щонайменше, в 300 разів, але теоретично можна досягти ширини смуги пропускання в 200 ТГц, яка в 10000 раз ширше максимальної ширини смуги пропускання мереж Wi-Fi, WiMAX, LTE 4G +.

Отже, локальні мережі Li-Fi можуть стати більш швидким, дешевим, простим (в установці і експлуатації) та енергоефективним способом передачі даних, ніж існуючі бездротові радіочастотні мережі передачі даних. Маючи при цьому, більш високу захищеність каналів зв'язку від

несанкціонованого доступу і електромагнітну сумісність з обладнанням, чутливим до радіочастотних сигналів, що говорить про можливість використання мереж Li-Fi в промислових спорудах, де радіопередачі можуть втрутитися в виробничий процес, медичних установах, на повітряних і космічних апаратах.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Абдуллаев О.Р. Новая технология создания ограничительных кремниевых диодов с интегральным теплоотводом // Наукоемкие технологии. 2013. Т. 14. № 11. С. 19–21.
2. Dimitrov S., Haas H. Principles of LED Light Communications. Towards Networked Li-Fi. 2015. Cambridge University Press (UK). 224 p.
3. Fakidis J., Ijaz M., Kucera S., Claussen H., Haas H. On the Design of an Optical Wireless Link for Small Cell Backhaul Communication and Energy Harvesting // IEEE 25th Annual International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communication (PIMRC). 2014. Washington DC. USA. 09/2014.
4. Fath T., Heller C., Haas H. Optical Wireless Transmitter Employing Discrete Power Level Stepping // Journal of Lightwave Technology. 2013. 31(11). pp: 1734–1743.
5. Rajbhandari S., Chun H., Faulkner G., Cameron K., Jalajakumari A., Henderson R. High-Speed Integrated Visible Light Communication System: Device Constraints and Design Considerations // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 01/2015.
6. Tsonev D., Chun H., Rajbhandari S., McKendry J., Videv S., Gu E., Haji M., Watson S., Kelly A.E., Faulkner G., Dawson M.D., Haas H., O'Brien D. A 3-Gb/s single-LED OFDM-based wireless VLC link using a gallium nitride μ LED IEEE Photonics Technology Letters. 2014. PP(99):1.
7. Tsonev D., Sinanovic S., Haas H. Complete Modeling of Nonlinear Distortion in OFDM-Based Optical Wireless Communication // IEEE Journal of Lightwave Technology. 2013. Vol. 31 (18). pp. 3064–3076.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Стальченко Олександр Володимирович – канд. тех. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Скошук Валентин Костянтинович — студент групи ТКР-16б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Слободянюк Сергій Олександрович — студент групи ТКТ-17мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Vasylykivskiy Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Stalkhenko Alexander V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Skoshchuk Valentin K. - student of the TKR-16b group, Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Slobodyanyuk Sergey A. - student of the group TKT-17ms, faculty of infocommunications, radio electronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ У БАЗИСІ ДИСКРЕТНИХ ФУНКЦІЙ УОЛША-ФУР'Є

¹ Вінницький національний технічний університет;

Анотація

У роботі представлено метод визначення динамічних характеристик аналого-цифрових перетворювачів (АЦП), що базується на обробленні вихідного сигналу АЦП у базисах дискретних функцій Уолша-Фур'є. Доведено, що запропонований метод характеризується високою ефективністю визначення динамічних характеристик АЦП за рахунок підвищення продуктивності та спрощення програмної реалізації алгоритмів цифрового оброблення вихідних сигналів досліджуваних перетворювачів.

Ключові слова: аналого-цифровий перетворювач, цифрове оброблення сигналів, динамічні характеристики.

Abstract

The paper presents a method for determining the dynamic characteristics of analog-digital converters (ADCs), which is based on the processing of the output signal of the ADC in the bases of discrete Walsh-Fourier functions. It is proved that the proposed method is characterized by high efficiency of determining the dynamic characteristics of ADCs by increasing productivity and simplifying the program implementation of algorithms for digital processing of output signals of the investigated converters..

Keywords: analog-digital converter, digital signal processing, dynamic characteristics.

Вступ

Підвищення ефективності радіотехнічних і телекомунікаційних систем у сучасних умовах неможливе без використання в задачах перетворення неперервних сигналів аналого-цифрових перетворювачів (АЦП). Застосування методології цифрового оброблення сигналів (ЦОС) у цих засобах призводить до використання їх в умовах роботи з широкосмуговими сигналами [1]. Ефективність оброблення широкосмугових сигналів безпосередньо залежить від властивостей АЦП [2].

Особливістю АЦП є нелінійний вид функції перетворення, який проявляється як в статичному, так і в динамічному режимах функціонування. Якщо проблеми аналізу поведінки АЦП у статичному режимі функціонування достатньо добре вивчені та відповідна методологія добре відома широкому колу спеціалістів, то проблеми визначення динамічних характеристик (ДХ) з урахуванням нелінійних і стохастичних властивостей продовжують інтенсивно досліджуватись [2-4].

Метою роботи є підвищення ефективності визначення динамічних характеристик АЦП за рахунок оброблення вихідних сигналів досліджуваних перетворювачів у базисах дискретних функцій.

Результати дослідження

Використання дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) дає змогу з високою точністю оцінити вплив окремого розряду АЦП на нелінійність його характеристики перетворення (ХП) та визначити відповідне значення коефіцієнта гармонічних спотворень. У разі виникнення нелінійності у двох і більше розрядів АЦП, здійснити таке оцінювання з достатньою точністю неможливо внаслідок появи інтермодуляційних спотворень при аналізі послідовностей кількох вихідних розрядів. Це пояснюється наявністю помилок суперпозиції при дослідженні спектрів нелінійностей на базі ДПФ [5].

Останнім часом у зв'язку з інтенсивним розвитком комп'ютерних систем з ЦОС привертає увагу повна ортогональна система прямокутних функцій Уолша, що набувають двох значень $+1$ та -1 . Для базису дискретних функцій Уолша існує дискретне перетворення Уолша (ДПУ), яке є узагальненням ДПФ і має такий вигляд [1]:

$$X_w(k) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m) \cdot Wal(k, m), \quad (1)$$

де $Wal(k, m)$ – функції Уолша.

ДПУ послідовності, що відображає нелінійність АЦП для кожного спотвореного розряду формує лише одну частотну складову, що спрощує процес визначення поправки для коригування вихідного сигналу АЦП. Ефективним засобом прискорення спектрального аналізу вихідного сигналу АЦП є алгоритм швидкого перетворення Уолша (ШПУ), що базується на можливості обчислення коефіцієнтів ітераційним методом [4]. Основний принцип побудови алгоритмів швидкого перетворення у базисі Уолша – розбиття матриці Уолша на ряд слабкозаповнених матриць тієї ж розмірності таким чином, щоб кожний співмножник містив у рядку лише два ненульових елементи.

Ефективність методу визначення ДХ АЦП пропонується оцінювати за допомогою коефіцієнта продуктивності, який демонструє виграш у кількості необхідних операцій для запропонованого методу порівняно з існуючим методом на базі ШПФ [6, 7]. Коефіцієнт продуктивності запропонованого методу дорівнює

$$G_s = \frac{2N \cdot \log_2 N + 3N - 1}{N[\log_2 N - 2]}. \quad (2)$$

Підставивши чисельні значення у (2), можна стверджувати, що коефіцієнт продуктивності залишається майже постійним залежно від обсягу вибірки (розрядності АЦП) і дорівнює $2,5 \div 2,88$.

Висновки

У рамках запропонованого методу встановлено, що частотно-впорядковані функції Уолша мають таку ж періодичність, що і послідовності порушення лінійності АЦП. Тому їх можна застосовувати для аналізу нелінійності ХП АЦП. Встановлено, що нелінійність АЦП знаходить своє відображення у відповідній складовій у базисі Уолша. Причому наявність інтермодуляційних складових не спотворює спектр Уолша і не знижує точність визначення нелінійності АЦП.

Аналіз ефективності розробленого методу показав, що коефіцієнт продуктивності знаходиться в межах $2,5 \div 2,88$. При цьому аналіз нелінійності ХП АЦП реалізується на основі процедури композиції базової операції і з точки зору програмної реалізації це створює умови для організації програми з гнучким переналаштуванням на інший режим оброблення вихідних сигналів досліджуваного АЦП.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование / Уолт Кестер. – М. : Техносфера, 2007. – 1016 с.
2. Бортник Г.Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів / Г.Г. Бортник, С.Г. Бортник, В.М. Кичак. – Вінниця : ВНТУ, 2013. – 128 с.
3. Бортник Г.Г. Швидкодіючий аналого-цифровий перетворювач підвищеної точності / Г.Г. Бортник // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2002. – № 5. – С. 47-50.
4. Бортник Г.Г. Дослідження інтегральної нелінійності аналого-цифрового перетворювача у базисі дискретних функцій Фур'є / Г.Г. Бортник, С.Г. Бортник // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2005. – № 5. – С.117-119.
5. Бортник Г.Г. Метод аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів з додатковим шумоподібним сигналом / Г.Г. Бортник, О.В. Стальченко, К.О. Боярський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2015. – № 1. – С. 100-105.
6. Бортник Г.Г. Аналіз ефективності аналого-цифрового перетворення сигналів у радіотехнічних комплексах / Г.Г. Бортник, М.Л. Мінов, О.В. Стальченко // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2011. – № 2. – С.12-15.
7. Бортник Г.Г. Методи та засоби первинного цифрового оброблення радіосигналів / Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2016. – 168 с.

Бортник Геннадій Григорович – канд. техн. наук, професор кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: bgen88@gmail.com

Коваленко Андрій Валерійович – аспірант кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: andrew.kovalenko4@gmail.com

Bortnyk Gennadiy Grygorovych – Ph.D., Professor of the Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: bgen88@gmail.com

Kovalenko Andriy Valerievych – postgraduate of the Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: andrew.kovalenko4@gmail.com

ЦИФРОВИЙ АНАЛІЗАТОР РАДІОСИГНАЛІВ

¹ Вінницький національний технічний університет;

Анотація

У роботі представлено метод дискретизації радіосигналів, згідно якого процес дискретизації виконується з урахуванням особливостей спектра амплітудно-імпульсно-модульованого сигналу. Розроблено структуру цифрового аналізатора радіосигналів, який характеризується широкою смугою робочих частот, мінімальними апаратними затратами та функціонує в реальному масштабі часу.

Ключові слова: радіосигнали, цифровий аналізатор, частота дискретизації.

Abstract

The paper describes the method of discretization of radio signals, according to which the sampling process is performed taking into account the features of the spectrum of the amplitude-pulse-modulated signal. The structure of the digital radio analyzer is developed, which is characterized by a wide band of operating frequencies, with minimum hardware costs and functions in real time.

Keywords: radiosignals, digital analyzer, sample rate.

Вступ

Цифрові аналізатори радіосигналів (ЦАРС) широко використовуються для керування радіочастотним спектром, контролю радіообстановки та ін. На їх основі організовано технічну базу з протидії несанкційованому зчитуванню інформації, а також спеціальних досліджень побічних електромагнітних випромінювань [1]. Проблема підвищення ефективності ЦАРС полягає в тому, що у зв'язку зі збільшенням кількості міжнародних контактів та лібералізації ринку радіозасобів підвищились загрози від закордонних спецслужб, що здійснюють збір відомостей про промислові та економічні секрети українських підприємств і ведуть контроль за науковими та технічними розробками [2].

Тому, особливо важливими є радіоелектронні засоби, які ефективно можуть бути використані для оброблення радіосигналів (РС) з подальшим отриманням вторинної інформації про їх основні параметри. Таким чином, розроблення методів і засобів оброблення РС, що характеризуються підвищеною ефективністю є актуальною науковою задачею.

Метою роботи є підвищення ефективності ЦАРС за рахунок розширення смуги робочих частот досліджуваних сигналів.

Результати дослідження

У сучасних ЦАРС неперервні сигнали не обробляються безпосередньо, а зазнають дискретизації з метою подальшого їх перетворення у цифрову форму. З точки зору технічної реалізації рівномірна дискретизація з частотою f_s еквівалентна амплітудно-імпульсній модуляції (АІМ) [3]. Для складного РС, що займає смугу частот $f_L \dots f_H$ зі спектром АІМ-сигналу, мінімальну частоту дискретизації можна знайти, як для вузькосмугового сигналу.

Схемна оптимізація структури ЦАРС здійснюється за критерієм мінімального числа використаних ВІС. При побудові ЦАРС слід прагнути до вибору мінімально допустимої розрядності чисел, при цьому буде меншим об'єм оперативного запам'ятовувального пристрою (ОЗП) та розрядність цифрових блоків. Базовим функціональним вузлом блоку керування (БК) ППОРС є синтезатор тактових імпульсів. Важливим етапом у процесі побудови ЦАРС є забезпечення високої стабільності фази тактових імпульсів тракту аналого-цифрового перетворення (ТАЦП). Обов'язковим функціональним елементом цифрової частини ППОРС є буферний ОЗП, об'єм якого визначається, виходячи з вимог до частотної роздільної здатності.

Структурна схема ЦАРС представлена на рис. 1. У цьому пристрої реалізовано метод дискретизації вузькосмугових РС та метод підвищення роздільної здатності ТАЦП [4-6]. Вхідний сигнал U_{in} , що досліджується, надходить на вхід фільтра нижніх частот (ФНЧ). З виходу ФНЧ сигнал підводить-

ся до буферного підсилювача (БП), а з його виходу подається у ТАЦП, де здійснюється дискретизація, квантування та перетворення РС у цифровий код.

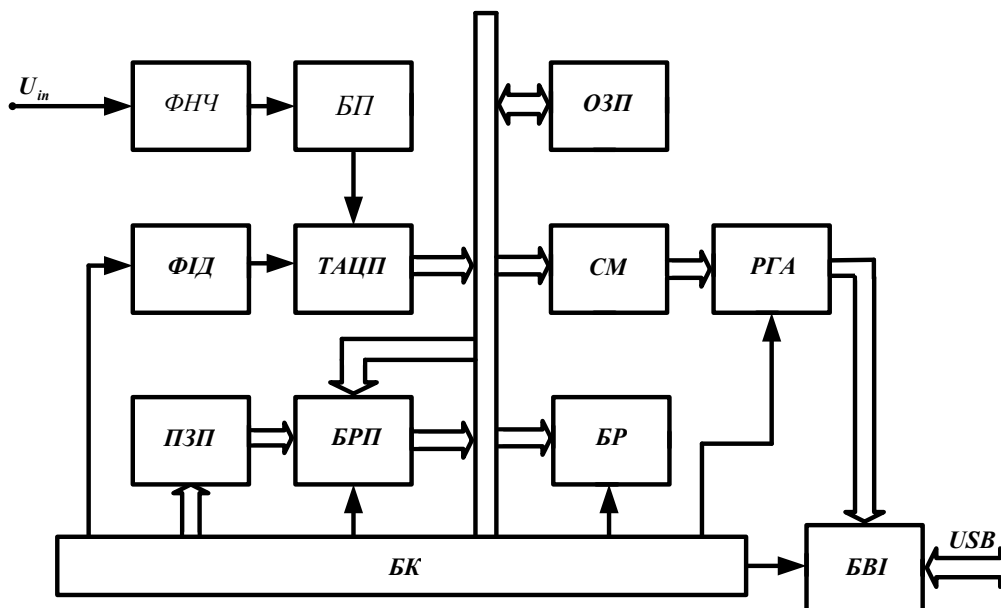


Рисунок 1 – Структурна схема ЦАРС

Визначення спектральної густини потужності РС здійснюється у модулі цифрового оброблення, який реалізовано на базі постійного запам'ятовувального пристрою (ПЗП), суматора (СМ) та ОЗП. Результати спектрального оцінювання фіксуються у блоці відображення інформації (БВІ). Для вторинного оброблення спектрів РС з метою оцінювання їх параметрів, масиви даних, що отримані на першому рівні оброблення, передаються інтерфейсом USB у комп'ютер. Для синхронізації функціонування усіх складових пристрою та реалізації заданого алгоритму роботи слугує БК.

Висновки

Запропоновано метод дискретизації радіосигналів, згідно якого процес дискретизації виконується з урахуванням особливостей спектра АІМ-сигналу. Розроблено інженерну методику побудови та структуру ЦАРС, який характеризується широкою смугою робочих частот, мінімальними апаратними затратами та функціонує в реальному масштабі часу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Рембовский А.М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин. – М.: Телеком, 2010. – 624 с.
2. Бортник Г.Г. Методи та засоби первинного цифрового оброблення радіосигналів / Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2016. – 168 с.
3. Бортник Г.Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів / Г.Г. Бортник, С.Г. Бортник, В.М. Кичак. – Вінниця : ВНТУ, 2013. – 128 с.
4. Бортник Г.Г. Швидкодіючий аналого-цифровий перетворювач підвищеної точності / Г.Г. Бортник // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2002. – № 5. – С. 47-50.
5. Бортник Г.Г. Метод аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів з додатковим шумоподібним сигналом / Г.Г. Бортник, О.В. Стальченко, К.О. Боярський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2015. – № 1. – С. 100-105.
6. Бортник Г.Г. Аналіз ефективності аналого-цифрового перетворення сигналів у радіотехнічних комплексах / Г.Г. Бортник, М.Л. Мінов, О.В. Стальченко // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2011. – № 2. – С.12-15.

Бортник Геннадій Григорович – канд. техн. наук, професор кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: bgen88@gmail.com

Bortnyk Gennadiy Grygorovych – Ph.D., Professor of the Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: bgen88@gmail.com

КОРИГУВАННЯ ІНТЕРФЕРЕНЦІЙНИХ ЗАВАД В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ З ОРТОГОНАЛЬНИМ ЧАСТОТНИМ МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯМ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Досліджено можливості зниження вимог до завадостійкості сигналу і до частотної неузгодженості при використанні віконних функцій на приймальній стороні з додатковими параметрами з керування формою віконної функції за рахунок компенсації міжканальної інтерференції. При використанні віконних функцій на передавальній стороні можливе зниження рівня інтерференції по сусідньому каналу або зниження рівня позасмугового випромінювання, що на практиці може призвести до більш щільного частотного розміщення різних радіослужб і підвищенню швидкості спаду спектральних складових, збільшення символної швидкості передачі даних та підвищення коефіцієнта спектральної ефективності.

Ключові слова: ортогональне частотне мультиплексування, міжканальна інтерференція, міжсимвольна інтерференція.

Abstract

The possibilities of reducing the requirements to the noise immunity of the signal and to the frequency inconsistency when using the window functions on the receiving side with additional parameters for controlling the shape of the window function due to the compensation of inter-channel interference is investigated. When using window functions on the transmitting side, it is possible to reduce the level of interference on the adjacent channel or reduce the level of out-of-band radiation, which in practice can lead to a more dense frequency allocation of different radio services and increase the rate of decline of spectral components, increase the symbolic data rate and increase the spectral efficiency.

Keywords: orthogonal frequency division multiplexing, inter-channel interference, interfacing interference.

Вступ

В даний час в усьому світі йдуть активні роботи по впровадженню та розширенню областей застосування систем бездротової передачі даних, радіозв'язку, радіомовлення і телебачення, які використовують технологію ортогонального частотного мультиплексування (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM). Використання даної технології дозволяє ефективно використовувати відведену смугу частот і боротися із завадами, що виникають при передачі корисної інформації по радіоканалу при збереженні високих швидкостей передачі. До сфер застосування даної технології можна віднести: бездротові канали зв'язку в яких технологія OFDM використовується в наступних стандартах цифрового наземного телерадіомовлення: DVB-T, DVB-T2, DVB-H, DVB-SH, DVB-T2lite, T-DMB, ISDB-T, MediaFLO, Eureka-147, DAB, DAB+, DRM, DRM+, вітчизняній системі PABIC; проводні канали зв'язку для стандарту кабельного цифрового телевізійного мовлення DVB-C2 і передачі даних ADSL і VDSL, а також для передачі даних по лініях електропередач на основі стандарту PLC. Активно OFDM використовується в стандартах передачі даних IEEE 802.11a / g / n / ac, IEEE 802.16d / e, IEEE 802.16m, LTE і LTE-A і мережах покоління 5G. Ще одним з перспективних і цікавих застосувань OFDM є її використання в надширокопasmових мережах передачі даних на основі стандарту IEEE 802.15.3a (Ultra-Wideband Technology, UWB) та наступних розробок. Активно OFDM починає впроваджуватися в супутникових та радіорелейних системах зв'язку.

Метою роботи є підвищення спектральної ефективності і зниження міжканальної інтерференції бездротових систем зв'язку з ортогональним частотним мультиплексуванням за рахунок використання віконних функцій на приймальній і передавальній стороні.

Аналіз методів компенсації інтерференції по сусідньому каналу, спаду позасмугового випромінювання і підвищення ефективності використання спектра частот

В передавальній частині ЦСП на основі OFDM істотними проблемами є повільне згасання бічних спектральних складових, що призводить до інтерференції по сусідньому каналу (Adjacent Channel Interference, ACI) і появи перехідних процесів, які виникають в момент формування захисного інтервалу. Одним з ефективних рішень, цих проблем, є використання в блоці передавача віконних функцій для обробки захисних інтервалів різної тривалості, що дозволяють одночасно ефективно компенсувати ці ефекти і при цьому не збільшувати обчислювальну складність системи в цілому.

При прийомі сигналів OFDM, проблемою є порушення частотної синхронізації через вплив різного роду перешкод, яка призводить до появи міжсимвольної (МСІ) і міжканальної інтерференції (МКІ), порушення ортогональності підносійних та втрати зв'язку. Компенсацію МКІ можна забезпечити за допомогою використання віконних функцій. Для реалізації даного підходу необхідно на приймальній стороні використати цифровий фільтр на вході приймача взамін захисного. При цьому можливо підвищити стійкість сигналу або знизити вимоги до частотної неузгодженості в системі.

Вирішення цих завдань в комплексі дозволить створити основу для практичної реалізації даних методів, як на приймальній, так і на передавальній стороні, при цьому при впровадженні даних технічних рішень не знадобиться змінювати докорінно роботу вже існуючих і діючих систем і стандартів. Отже, рішення задачі підвищення ефективності систем зв'язку з ортогональним частотним мультимплексуванням є актуальним як в науковому, так і в практичному відношенні.

При вирішенні зазначених проблем в рамках дослідження використовувалися праці вітчизняних і зарубіжних вчених. Великий внесок у розвиток ідей цього напрямку досліджень надали вітчизняні вчені: В.А. Котельников, В.І. Тихонов, І.В. Шахновіч, А.В. Білоус, Д.Д. Кловський, В.Г. Карташевський, А.І. Тяжев, Б.І. Миколаїв, В.В. Шахгільдян, Ю.Б. Зубарев, В.Л. Карякін, Е.Н. Маслов, Д.І. Ушаков, О.В. Самоходкін, В.П. Федосов, Ф. М. Ігнатов та ін. Серед зарубіжних вчених можна виділити основні праці Т.М. Schmidl, D.C. Cox, H. Minn, B.Park, K. Shi, E. Serpedin, A.B. Awoseyila, P.H. Moose, M. Morelli, Z. Zhang, G. Ren, HD Joshi, V. Fischer, A. Kurpiers, D. Karsunke, J. Du, S. Signell, DK Sharma, A. Mishra, R. Saxena, NC Beaulieu, P. Tan, S. Mohanty, NM Moghaddam, M. Mohebbi, P Sutton, SD Assimonis, M. Sharique і ін. [1-10]

Таким чином, системи OFDM є перспективною технологією та характеризуються рядом переваг в порівнянні з системами передачі на одній несучій і багатьох несучих, що дозволяє домогтися вирішення багатьох інфокомунікаційних проблем, однак, при цьому, існують деякі проблеми як на приймальній, так і на передавальній стороні, які можуть вплинути на продуктивність системи OFDM. В основі технології OFDM лежить спектральний (гармонійний) Фур'є-аналіз групового широкосмугового сигналу. Особливість технології поділу відліків каналних сигналів пов'язано з обчисленням коефіцієнтів ряду Фур'є (розкладанням сигналу групового тракту в ряд Фур'є). Поряд з великими перевагами даної технології тут є недоліки, обумовлені не зовсім «коректною» реалізацією обчислень коефіцієнтів розкладання аперіодичної (а в реальності випадкової) функції в ряд Фур'є на обмеженому (кінцевому) часовому інтервалі. Така реалізація каналного поділу може призвести до порушення ортогональності каналних сигналів, що призводить до помилок детектування через міжсимвольну і міжканальну інтерференцію. Для усунення «методичних помилок» (корекції спектральних характеристик) застосовують віконні перетворення Фур'є. Дана проблема ще більше ускладнюється через наявність різного роду деструктивних «внутрішніх» і «зовнішніх» каналних збурень, спотворень і т.п. Тому завдання розробки ефективних методів обробки, прийому і передачі сигналів для систем з OFDM є актуальною науково-технічною задачею. Тому, що використанні в OFDM ортогональні піднесучі з прямокутною формою модулюючого імпульсу або «піднесеного косинуса», не дозволяють боротися в достатній мірі з наведеними вище ефектами.

В даний час в сучасних стандартах телерадіомовлення використовують збільшені розмірності ШПФ від 1К аж до 32К, домагаючись максимізації коефіцієнта спектральної ефективності за рахунок ущільнення великої кількості піднесучих в обмеженій по смузі частот каналу зв'язку. Це дозволяє ефективно використовувати відведену смугу частот каналу за рахунок великої кількості піднесучих частот, що призводить до жорстких частотних обмежень на випромінювання в спектрі і за його межами, а також пред'явлення підвищених вимог до частотних викидів, які можуть додатково згенерувати МСІ, які захисні інтервали не зможуть компенсувати. При цьому використовуються такі

режими OFDM (розмірність ШПФ, тривалість захисного інтервалу, модуляція, швидкість завадостійкого коду), які дозволяють організувати мобільний режим прийому корисної інформації при великій швидкості руху абонента, що призводить до появи ефекту Доплера, генерації МКІ і викликає порушення частотної синхронізації.

Показано, що дані методи вже використовуються, однак при аналізі літератури виявлено, що при використанні віконних функцій на приймальній стороні з додатковими параметрами з керування формою віконної функції можливе зниження вимог до завадостійкості сигналу і частотної неузгодженості. При використанні віконних функцій на передавальній стороні можливе зниження рівня інтерференції по сусідньому каналу або зниження рівня позасмугового випромінювання, що на практиці може призвести до більш щільного частотного розміщення різних радіослужб і підвищенню швидкості спаду спектральних складових, і до збільшення символної швидкості передачі даних і підвищення коефіцієнта спектральної ефективності.

У приймачі і передавачі додатково вводяться блоки обробки цифрових даних на основі віконних функцій, що дозволяють зробити спектральний аналіз на обмеженому інтервалі часу, підвищити ефективність роботи і отримати технологічний запас на реалізацію більш складної системи в цілому. Тому, розробка методів компенсації міжканальної інтерференції і інтерференції по сусідньому каналу в бездротових системах зв'язку з OFDM є дуже важливим завданням, як в науковому плані, так і при реалізації практичних систем, тому дана робота, є актуальною.

Висновки

Проведено огляд технології ортогонального частотного мультиплексування. Показано, що одним з істотних недоліків в системах зв'язку, що викликають зниження продуктивності бездротових телекомунікаційних мереж, є міжканальна інтерференція у приймачі. Також в даних системах існує проблема появи високої позасмугової потужності, яка призводить до інтерференції по сусідньому каналу. Отже, необхідна розробка методів, що дозволять знизити вказані негативні ефекти.

Запропоновано рішення на основі методів обробки цифрових сигналів, що дозволяють компенсувати міжканальну інтерференцію на приймальній стороні і підвищити ефективність використання спектра на передавальній стороні на основі використання віконної обробки корисного сигналу і захисного інтервалу.

Зроблено детальний аналітичний і технічний аналіз літератури в області методів компенсації міжканальної інтерференції і методів компенсації інтерференції по сусідньому каналу, спаду позасмугового випромінювання і підвищення ефективності використання спектру частот.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Chang, Ming-Xian. On the Impact of Residual Inter-Subchannel Interference for the Single-Carrier Block Transmission / Ming-Xian Chang, Tzy-Yu Wu // Institute of Computer and Communication Engineering and Department of Electrical Engineering National Cheng-Kung University, Taiwan. – 2016. – P. 35-39.
2. Du, Jinfeng. Classic OFDM Systems and Pulse Shaping OFDM/OQAM Systems / Jinfeng Du, Svante Signell // Electronic, Computer, and Software Systems Information and Communication Technology. – 2017. – 40 p.
3. Kamal, Shaharyar. Nyquist-I pulses designed to suppress the effect of ICI power in OFDM systems / Shaharyar Kamal, Cesar Azurdia-Meza, Kyesan Lee // 11th IEEE International Wireless Communications & Mobile Computing Conference. – 2015. – P. 1412-1417.
4. Chang, Ming-Xian. On the Impact of Residual Inter-Subchannel Interference for the Single-Carrier Block Transmission / Ming-Xian Chang, Tzy-Yu Wu // Institute of Computer and Communication Engineering and Department of Electrical Engineering National Cheng-Kung University, Taiwan. – 2016. – P. 35-39.
5. Федосов, В.П. Исследование модели OFDM-сигнала с малым уровнем внеполосного излучения. / В.П. Федосов, Д.Г. Ковтун, А.А. Легин, А.В. Ломакина // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – С. 6-16.
6. Mohd Sharique, Transmitter Pulse Shaping to Reduce OOB Power and ICI in OFDM Systems. / Sharique Mohd, Ajit K. Chaturvedi // Wireless Personal Communications. – 2015. – V. 83, – № 2. – P. 1567–1578.

7. Мешкова, А.Г. Методы повышение спектральной эффективности систем OFDM в сетях цифрового телерадиовещания / А.Х. Султанов, И.К. Мешков, А.Г. Мешкова, В.В. Иванов // Инфокоммуникационные технологии, ПГУТИ. – 2017. – Т 15. – № 3. – С. 286-294.
8. Мешкова, А.Г. Метод компенсации межканальной интерференции для ортогонального частотного мультиплексирования / А.Х. Султанов, И.К. Мешков, А.Г. Мешкова, В.В. Иванов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. Самарский университет. – 2017. –Т 69. –№ 3. – С. 17-21.
9. Мешкова, А.Г. Использование оконных функций для повышения эффективности функционирования технологии OFDM / И.К. Мешков, А.Г. Мешкова, В.В. Иванов // «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций» – XVIII Международная научно-техническая конференция. – 2017. – С. 178-179.
10. Мешкова, А.Г. Метод снижения уровня межсимвольных искажений в OFDM / И.К. Мешков, А.Г. Мешкова, В.В. Иванов // «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций» – XVIII Международная научно-техническая конференция. – 2017. – С. 237-239.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Яновська Ірина Вікторівна – студентка групи ТКТ-18мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Юхимець Олена Сергіївна — студентка групи ТКТ-15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Vasylykivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Yanovskaya Irina V. – Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Yukhymets Elena S. — Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

ГЕНЕРАТОР ВИПРОБУВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ DDS СИНТЕЗАТОРА

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Сучасні генератори випробувальних сигналів, що застосовуються в радіотехніці та телекомунікаціях, будуються на основі синтезатора DDS. Розробка такого генератора пропонується в роботі. Наведені структурні схеми синтезатора DDS і генератора.

Ключові слова: генератор сигналів, синтезатор DDS, мікроконтролер, енкодер, рідкокристалічний дисплей.

Abstract

Modern test signal generators what used in radio engineering and telecommunications, are based on the DDS synthesizer. The development of such a generator is proposed in the work. The structural diagrams of the synthesizer DDS and generator are given.

Keywords: signal generator, DDS synthesizer, microcontroller, encoder, liquid crystal display.

Вступ

Генератори випробувальних сигналів широко застосовуються в телекомунікаційних вимірюваннях [1]. Сучасними є генератори на основі синтезаторів DDS, які працюють в діапазоні частот до 1 ГГц, формують коливання різної форми, добре взаємодіють з комп'ютерними системами. В роботі пропонується генератор такого типу, який формує напруги синусоїдальної та прямокутної форми.

Основна частина

Розроблено генератор випробувальних сигналів з такими характеристиками:

- вихідна частота синусоїдального сигналу від 1 Гц до 40 МГц,
- вихідна частота цифрового сигналу від 1 Гц до 5 МГц,
- керування частотою за допомогою енкодера,
- конструкція – настільний пристрій загального призначення.

В якості вузла генерації використано спеціальний DDS синтезатор, який має в своєму складі високостабільний кварцовий резонатор високої частоти 100 МГц (рис. 1) [2].

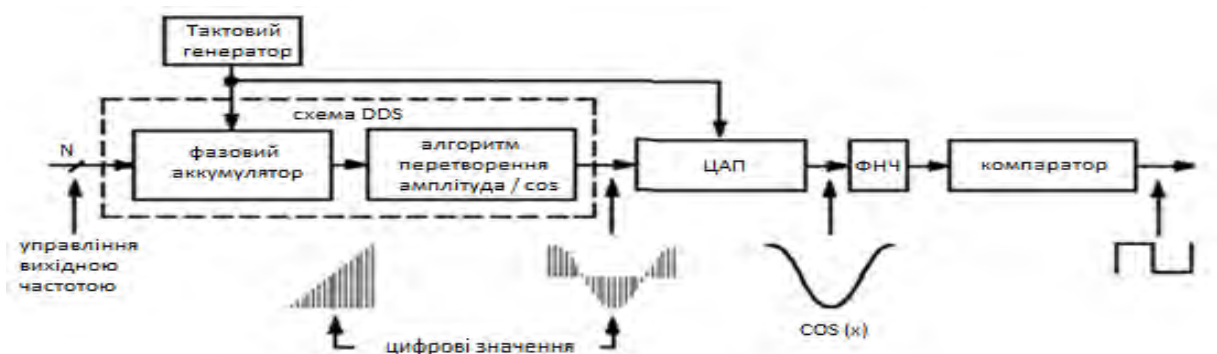


Рисунок 1 – Цифровий синтезатор AD9850

Основним завданням було розробити схему керування даним синтезатором та вузол відображення значення частоти. Для цього можна використати мікроконтролер, який має в своєму складі достатню кількість портів для підключення рідкокристалічного дисплею, енкодера, кнопок

керування та самого DDS синтезатора [3]. Більшість DDS синтезаторів особливі тим, що мають в своєму складі ще й компаратор для отримування прямокутних сигналів. Синтезатори мають послідовний та паралельний інтерфейси керування, що дозволяє спростити процес його керування.

Недоліком синтезатора є мала вихідна потужність, але цю проблему вирішено за допомогою встановлення вихідних каскадів на операційних підсилювачах.

Структурна схема генератора випробувальних сигналів зображена на рис 2.



Рисунок 2 – Генератор випробувальних сигналів

Висновки

Розроблено генератор випробувальних сигналів на основі синтезатора DDS. Генератор працює в широкому діапазоні частот від 1 Гц до 40 МГц, має потужні виходи синусоїдальної та прямокутної напруги, керується за допомогою енкодера. Розроблений прилад знайде застосування в ході розробки, експлуатації та ремонту радіо-, телекомунікаційного обладнання та ліній зв'язку.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Хромой Б.П. Метрология и измерения в телекоммуникационных системах / Б.П. Хромой – М.: ИРИАС, 2007. – 542с.: ил.(т.1).
2. Синтезатор AD9850 [Електронний ресурс] – Режим доступу <https://www.analog.com/ru/products/ad9850.html#product-overview> – 28.02.2019
3. Белов А.В. Разработка устройств на микроконтроллерах AVR: шагаем от «чайника» к профи / А.В. Белов. - СПб.: Наука и Техника, 2013 - 528с.: ил.

Микола Олександрович Волощук – студент групи ТКТ-17мс, факультет інфокомунікацій радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: voloshchukmykolka@gmail.com.

Олександр Борисович Білик – аспірант кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: tkstb1418@gmail.com.

Науковий керівник: **Сергій Павлович Кононов** – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: knnvknnv@ukr.net.

Mykola O. Voloshchuk – Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: voloshchukmykolka@gmail.com.

Oleksandr B. Bilyk – post-graduate student of the Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: tkstb1418@gmail.com.

Supervisor: **Serhii P. Kononov** – Cand. Sc. (Eng), Assistant Professor of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: knnvknnv@ukr.net.

ОПТИМІЗАЦІЯ ІНТЕГРАЛЬНОГО ПРИЙМАЧА ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ ЧАСТОТ

¹ Вінницький національний технічний університет

Анотація

Здійснено обґрунтований аналіз частотного ресурсу в терагерцовому діапазоні. Досліджено, що вище частот 100 ГГц, є три вікна прозорості 110-150 ГГц, 220-310 ГГц і 370-400 ГГц. Виконаний моделювання функціональних вузлів інтегрованого приймача який включає в себе наступні основні функціональні елементи: збалансований змішувач, локальний генератор і підсилювач проміжної частоти.

Ключові слова: інтегральний приймач, перетворювач часто, смуга частот, збалансований мікшер, квазіоптичний відкритий резонатор.

Abstract

A substantiated analysis of the frequency resource in the terahertz range is carried out. It is investigated that the above frequencies are 100 GHz, there are three windows of transparency 110-150GHz, 220-310 GHz and 370-400 GHz. Completed simulation of functional nodes of the integrated receiver which includes the following basic functional elements: balanced mixer, local generator and amplifier of intermediate frequency.

Keywords: integral receiver, frequency converter, frequency band, balanced mixer, quasioptic open resonator.

Вступ

Терагерцовий діапазон частот електромагнітного спектра (ТГЧ-діапазон) лежить між областю міліметрових довжин хвиль і інфрачервоним діапазоном. Граничні частоти ТГЧ-діапазону в даний час точно не визначені і в різних джерелах визначаються по-різному. У найбільш широкій інтерпретації ТГЧ-діапазон займає область частот від 100 ГГц до 10 ТГц (діапазон довжин хвиль від 3 мм до 30 мкм). З іншого боку, відповідно до рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку ТГЧ-діапазон можна визначити як діапазон частот від 300 ГГц до 3 ТГц (діапазон довжин хвиль від 1 до 0,1 мм). Разом з тим, згідно стандартів Міжнародної організації зі стандартизації (ISO), ТГЧ-діапазон лежить в області далекого інфрачервоного спектра, межі якого лежать в інтервалі 300 ГГц і 6 ТГц. Таким чином, є неоднозначність у визначенні границь ТГЧ-діапазону як з боку нижніх, так і з боку верхніх частот, а також границь сусіднього далекого інфрачервоного діапазону.

Основна частина

Однією з найважливіших проблем освоєння діапазону 0,1-3,0 ТГц все ще залишається недостатня наявність елементної бази твердотільних пристроїв, здатних генерувати необхідні рівні потужності (одиниці мілліватт і більше). Перспективним напрямком розвитку систем терагерцового діапазону є розробка і впровадження нових схемотехнічних рішень при побудові приймально-передавального і антенного обладнання, що дозволить, перш за все, знизити вартість обладнання та забезпечити необхідні електричні та енергетичні характеристики.

Сучасні дослідження не базуються на використанні надширокосмугових імпульсних сигналів IR-UWB в системах радіозв'язку і радіолокації, в тому числі і нового способу прийому, що

умовно названий «неенергетичним». Мета даної роботи полягає у вирішенні проблеми підвищення робочого діапазону засобів телекомунікацій, шляхом використання запропонованих конкретних методів і технічних рішень проектування інтегрального приймача терагерцового діапазону 280-300 ГГц для подальшого дослідження IR-UWB і інших радіосистем в терагерцовому діапазоні [1].

Вибір робочої частоти необхідно проводити в діапазоні 100 ГГц і вище, яка б забезпечувала максимально можливу дальність дії радіосистеми. Згідно проведеного в роботі аналізу частотного ресурсу до частоти 1 ТГц (рис. 2), частоти до 20 ГГц мало загасають в навколишньому просторі, тому їх можна використовувати в радіосистемах великого радіусу дії. Що стосується частот близьких до 100 ГГц і вище, то їх можна використовувати для радіосистем ближнього радіусу дії. З іншого боку, такі системи фізично здатні передавати значні цифрові потоки, що дозволяє використовувати їх в радіосистемах нового покоління.

При аналізі частот понад 100 ГГц з рис. 2 видно, що мають місце три локальних мінімуму в діапазоні 110-150 ГГц, 220-310 ГГц і 370-400 ГГц. Останні два характеризуються більшою величиною погонного загасання в вільному просторі - близько 10 дБ / км, тому використання цього ресурсу можливо тільки в системах персонального зв'язку (наприклад, системи Bluetooth).

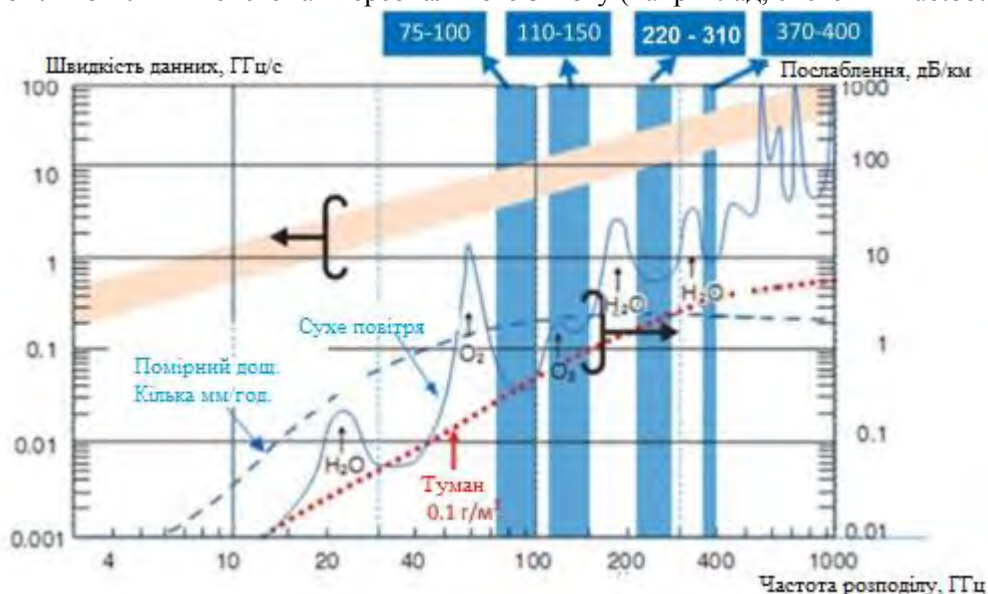


Рисунок 2 – Залежність атмосферного загасання (права шкала) і теоретично можливої пропускної здатності каналу (ліва шкала) від робочої частоти

На даному етапі розвитку систем зв'язку (в умовах обмеженої потужності передавача) можуть бути використані частоти до 400 ГГц. Однак це не означає, що інші частоти не будуть використовуватися. При збільшенні потужності передавача вже не буде проблемою використання інших частот. Отже, вибір частоти фактично обмежується смугою 370-400 ГГц. Для проектування і дослідження інтегрального приймача в терагерцовому діапазоні оберемо смугу частот 280-300 ГГц.

Структурна схема інтегрального приймача (рис. 3) складається з смуговою фільтра (СФ), першого балансного змішувача, гетеродина і першого підсилювача проміжної частоти (ППЧ), другого балансного змішувача і гетеродина. Смуга пропускання по ПЧ першого змішувача становить 25,0 ... 45,0 ГГц, другого - 3,1 ... 10,6 ГГц. Таким чином, досягнута «наскрізна» смуга пропускання $\Delta f = 7,5$ ГГц, що дозволяє використовувати існуюче телекомунікаційне обладнання [2].

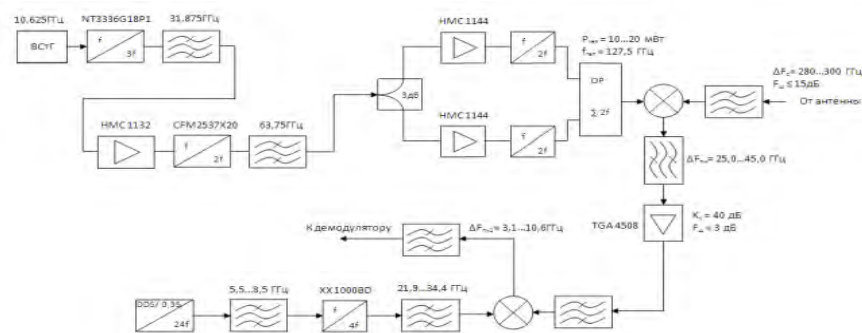


Рисунок 3 – Узагальнена структурна схема інтегрального приймача терагерцового діапазону

Гнучкість схеми приймача полягає в тому, що є можливість використовувати вже готові технологічні рішення (наприклад, в технології стандарту 802.11a швидкість передачі даних становить до 54 Мбіт / с, діапазон частот 5 ГГц або UWB, USB 2.0, діапазон частот 10 ГГц) і можливо вести обробку сигналу на другій проміжній частоті

Таблиця 1. Порівняльні характеристики надширокосмугових та інших телекомунікаційних систем передачі[3]

Швидкість передачі даних, Мбіт/с	Стандарт	Тип модуляції
480	UWB, USB 2.0	PPM/ інший тип
90	Fast Ethernet	-
54	802.11a	60-QAM, 16-QAM, BPSK, OFDM
20	802.11g	60-QAM, 16-QAM, BPSK, OFDM
11	802.11b	CCK
1	Bluetooth	GMSK

Висновки

Розглянуто методи побудови інтерфейсних підсилювачів на базі схеми СКВІДів, що знаходиться в надпровідному або резистивному режимі, і використовує постійний струм живлення. Показано, що для відносно низькочастотного функціонування (частота проходження одноквантових імпульсів, $f \cong 1$ ГГц) переважне використання надпровідного режиму. Виграшною стороною такого підсилювача є його компактність, для реалізації якої в схемах СКВІДов можна використовувати нешунтований тунельний джозефсонівський контакт, забезпечуючий багатоквантовий відгук інтерферометра на вхідний одноквантовий сигнал. З урахуванням високочастотного узгодження з 50-омним навантаженням СКВІДівської схеми підсилення, що складається з 8 СКВІДів і сформованої у вигляді 50-омної компланарної лінії, амплітуда вихідного сигналу моделі прототипу підсилювача на частоті 1 ГГц в розрахунку склала близько 2 мВ.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Васильківський М.В., Мельничук О. І., Полуденко О. С.. Технології цифрової обробки сигналів в багатофункціональних радіолокаторах: тези Всеукраїнської науково-практичної Інтернет-конференції студентів, аспірантів та молодих науковців «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи 2019» (м. Вінниця, 21.05.2018 – 30.05.2019) Вінниця, 2019.
2. Л.А. Недоступ, М.Д. Кіселичник, Ю.Я. Бобало. Основи надійності радіоелектронних пристроїв. Львів: Видавництво держ. у-ту "Львівська політехніка". - 1998. – 219 с
3. Васильківський М.В., Мельничук О. І., Жеронімо Іюмбо. Гібридна телекомунікаційна система супутникового зв'язку: тези Всеукраїнської науково-практичної Інтернет-конференції

студентів, аспірантів та молодих науковців «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи 2019» (м. Вінниця, 21.05.2018 – 30.05.2019) Вінниця, 2019.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: mvasylkivskyi@gmail.com

Мельничук Ольга Іванівна – студент групи ТКС-18м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: tkp14b.melnychuk@gmail.com

Vasylkivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: mvasylkivskyi@gmail.com.

Melnychuk Olga I. – student group TKS-18m, Faculty of Informatics, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: tkp14b.melnychuk@gmail.com

ПІДВИЩЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ БЕЗПЕКИ У ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧІ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Здійснено обґрунтований аналіз способів несанкціонованого доступу в лінійний тракт сучасних телекомунікаційних мереж на базі волоконно-оптичних ліній передачі. Запропоновано метод контролю потужності оптичного сигналу та коефіцієнту помилок у ВОЛТ, який базується на порівнянні коефіцієнту помилок BER в оптичному каналі.

Ключові слова: волоконно-оптична лінія зв'язку, несанкціонований доступ, коефіцієнт помилок.

Abstract

A substantiated analysis of methods of unauthorized access to the line link of modern telecommunication networks based on fiber-optic communication lines is carried out. The method of control the power of the optical signal and the error coefficient in fiber-optic communications line is proposed, which is based on comparison of the bit error rate in the optical channel.

Keywords: fiber-optic communication line, unauthorized access, bit error rate.

Вступ

Аналіз основних існуючих способів несанкціонованого доступу в ВОЛЗ визначив необхідність розробки та впровадження методів протидії та захисту інформації від НД [1, 2]. Методи захисту, або мінімізації можливостей здійснення несанкціонованих підключень до ВОЛЗ можна поділити на три групи, а саме: моніторинг рівня потужності оптичних сигналів; використання волокна з підвищеним коефіцієнтом гнучкості; шифрування на основі криптографічних методів. Вказані методи запобігають основним способам несанкціонованого доступу (НД) до оптичного волокна (ОВ), але характеризуються низькою точністю встановлення місця НД у ВОЛЗ, тому запропонований метод контролю ВОЛЗ базується на одночасному використанні апаратного та програмного забезпечення, що дозволяє підвищити ефективність захисту інформаційних потоків за рахунок додаткового оброблення інформаційних сигналів, що передаються у ВОЛЗ та підвищити достовірність і точність визначення місця НД до оптичних каналів.

Метою роботи є визначення можливостей використання апаратного та програмного захисту, а також створення високої продуктивності комбінованих засобів захисту інформації у ВОЛЗ.

Модифікований метод підвищення інформаційної захищеності ВОЛЗ

Для підвищення ефективності захисту ВОЛЗ від НД пропонується здійснювати порівняльний контроль рівнів потужності оптичних сигналів на виході оптичних мультиплексорів та демультимплексорів у ВОЛТ та коефіцієнту помилок на виході оптичних приймачів ВОСП. Узагальнена структура пристрою контролю захищеності ВОЛЗ представлена на рис. 1. За допомогою несиметричного оптичного розгалужувача (ОР) виконується підключення до оптичного каналу ВОЛТ пристрою контролю захищеності (ПКЗ). При виникненні несанкціонованого підключення до контрольованої ВОЛЗ зменшується рівень потужності оптичних сигналів у лінійному тракті. При цьому, відбувається зменшення рівня потужності, яку фіксує оптичний приймач з підвищеною чутливістю та передає результат у вигляді електричного сигналу на двоканалний BER-тестер, який одночасно визначає значення коефіцієнта помилок для двох оптичних каналів: робочого (опорного) та контрольованого [3]. Після цього значення коефіцієнта помилок надходять на блок порівняння та визначення різниці до складу якого входять пристрій порівняння з еталонними значеннями та пристрій формування сигналу про прийняття рішення про присутність або відсутність НД. Даний пристрій контролю доцільно використовувати у невеликих мережах оскільки блок порівняння результатів потребує ручного налаштування (калібрування). Для мереж, які поступово розширюються,

чи мають перспективу на розширення, застосування такого методу є не доцільним, тому для таких мереж для адаптивного налаштування блоку порівняння результатів необхідно додати в структуру ПКЗ ще один ОР та вимірювач рівня потужності оптичних сигналів. Використання ПК у складі ПКЗ дає можливість побудувати адаптивний засіб контролю захищеності (ЗКЗ) ВОЛЗ на базі запропонованого апаратно-програмного методу. Даний ЗКЗ забезпечить ведення статистики функціонування, на базі якої можна буде виконувати прогнозування функціональних характеристик ВОЛЗ в умовно-реальному часі.

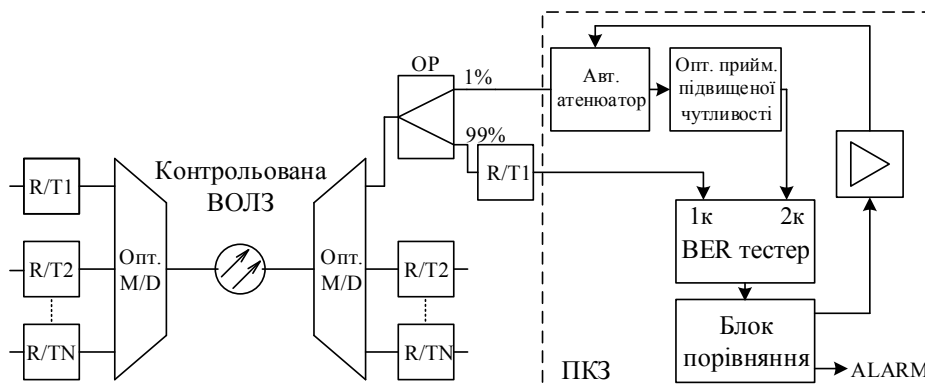


Рисунок 1 - Узагальнена структура пристрою контролю захищеності ВОЛЗ

Реалізація програмного забезпечення апаратно-програмного засобу контролю інформаційної захищеності ВОЛЗ

Програмне забезпечення у складі обладнання, яке розміщено на приймальній стороні, дозволить підвищити ефективність захисту інформаційних потоків за рахунок додаткового оброблення інформаційних сигналів, що передаються у ВОЛЗ та підвищити достовірність і точність визначення місця несанкціонованого доступу до оптичних каналів. Це відбувається за рахунок виконання програмою алгоритму [4]. Відповідно до алгоритму відбувається постійне вимірювання рівня потужності оптичних сигналів (ПОС), та порівняння його із пороговим значенням (допуском), яке в свою чергу формується протягом певного часу роботи системи, при якому несанкціоноване підключення (НП) точно відсутнє. Або його формування забезпечується за рахунок задання певного відсотку від ПОС. В ході роботи системи за наявності НД передача інформації припиняється, та на робочу станцію і до системи надсилається повідомлення про його наявність. Після чого за допомогою рефлектометра встановлюється місце НП, та відбуваються подальші дії по виявленню та виправленню причин НД/НП. На рис. 2 зображено частину коду, який виконує вимірювання ПОС у циклічному режимі, програми контролю ПОС у ВОЛЗ та приймає рішення про наявність НД/НП.

```

1  while(true){
2
3      n_diff = diff_W - delta;
4
5      if(n_diff < (diff_W - percent)){
6
7          cout<<"Unauthorized access detected\n";
8
9      }
10     else{
11
12         cout<<"System work\n";
13
14     }
15
16 }
```

Рисунок 2 – Блок прийняття рішення про наявність НД/НП

Відповідно до рис. 2: 1 – 16 стрічки – тіло циклу, в якому відбувається постійне вимірювання ПОС; 3 стрічка – розрахунок потужності сигналу із врахуванням НД (в реальному пристрої розрахунок не відбувається, значення ПОС із НД отримується напряму із приймача); 5 – 14 стрічки – тіло умови, яка порівнює значення ПОС: при істинній умові, тобто, коли нове значення потужності ОС менше за порогове (у випадку симуляції) на екран виводиться повідомлення про наявність НД (стрічка 7) (в реальному пристрої додатково надходить повідомлення про нове значення ПОС. Усі повідомлення надходять до системи та робочих станцій); При хибній умові, тобто при дотриманні допустимого відхилення на екран виводиться повідомлення про нормальне функціонування системи, стрічка 12 (в реальному пристрої, при нормальному функціонуванні системи передачі ніяких повідомлень до системи не надходить).

Висновки

Запропоновано узагальнену структуру пристрою контролю захищеності ВОЛЗ, яка представлена на рис. 1. Даний метод та наведений варіант його реалізації мінімізовує можливість здійснення несанкціонованих підключень до мережі та дозволить виявляти спроби реалізації пасивних атак, відомих як «sniffing», на мережі доступу. Перевагою даного методу є те, що його можливо реалізувати як і в простих мережах так і у мережах що розширюються. Додаткове використання комп'ютера дає змогу аналізувати та прогнозувати можливі зміни потужності оптичних сигналів та встановлювати місце НД за допомогою рефлектометрів, які можуть працювати при керуванні з ПК згідно запропонованого алгоритму.

Наведено алгоритм реалізації програмного забезпечення для пристрою контролю захищеності ВОЛЗ, на основі блок схеми [4]. Наведено частину програмного коду, зображеного на рис. 2, який виконує циклічне вимірювання ПОС та перевірку умови присутності або відсутності НД/НП.

Тому наведена аргументація підтверджує своєчасність та актуальність поставленої науково-практичної задачі, розв'язання якої потребує розвитку методів та практичних положень для побудови засобів контролю НД у ВОЛЗ.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Васильківський М.В., Паламарчук Р.П. Методи захисту волоконно-оптичних ліній зв'язку: тези XLVII Науково-технічної конференції факультету інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (м. Вінниця, 21.03.2018 – 23.03.2018) Вінниця, 2018.
2. М.В. Васильківський, Р.П. Паламарчук Захист інформації у волоконно-оптичних системах зв'язку / Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки №3 2018р. с. 202-207.
3. М.В. Васильківський, Р.П. Паламарчук Оцінювання енергетичних характеристик волоконно-оптичних ліній зв'язку за критерієм коефіцієнта помилок / Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки №1 2019р. с. 216-220.
4. Васильківський М.В. Захист інформації у волоконно-оптичних лініях зв'язку/ М.В. Васильківський, Р.П. Паламарчук // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (ВОТТП_18_2018) XVIII міжнародної науково-технічної конференції, 8-13 червня 2018 р. – Матеріали – Одеса. – 2018 с. 209.

Паламарчук Роман Петрович — студент групи ТКП-156, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Науковий керівник: **Васильківський Микола Володимирович** – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Palamarchuk Roman P. — Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Supervisor: **Vasyukivskyi Mikola V.** – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

**О. В. СТАЛЬЧЕНКО
М. В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ
І. В. ЯНОВСЬКА
С. І. СЕМЧУК**

ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ З БАГАТОПОЗИЦІЙНИМИ СИГНАЛАМИ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Проведено аналіз сучасного стану розвитку безпроводових телекомунікаційних систем. Розглянуто основні характеристики телекомунікаційної системи, які в різній формі враховуються при розрахунку і проектуванні мережових структур, а саме помилка приймання сигналу та пропускна здатність системи.

Ключові слова: телекомунікаційна система, завадозахищеність, багатопозиційний сигнал, амплітудно-модульований сигнал.

Abstract

The analysis of the current state of development of wireless telecommunication systems is carried out. The main characteristics of the telecommunication system are considered, which are taken into account in different forms in the calculation and design of network structures, namely the error of reception of the signal and the system throughput.

Keywords: telecommunication system, noise immunity, multi-position signal, amplitude-modulated signal.

Вступ

Принцип максимально ефективного використання ресурсів мереж зв'язку має на увазі можливість якісної і кількісної адаптації продуктивності, найбільш повне використання всіх ресурсів і сервісів, надійність, доступність, безпеку. Основними характеристиками телекомунікаційної системи (ТКС), які в різній формі враховуються при розрахунку і проектуванні мережових структур, є помилка приймання сигналу та пропускна здатність системи. Помилка приймання сигналу повністю визначається відношенням сигнал/шум на вході вирішуючого пристрою.

Ефективним методом підвищення пропускної здатності ТКС є використання багатопозиційних сигналів. Однак при цьому погіршується відношення сигнал/шум і відповідно збільшується помилка приймання сигналу. Впродовж останніх десятиліть вчені займаються дослідженням завадозахищеності телекомунікаційних систем при різних методах модуляції та кодуванні сигналу. Аналіз науково-технічної літератури показує, що проблемі забезпечення завадозахищеності ТКС та мереж присвячено цілий ряд наукових досліджень вітчизняних та закордонних вчених: Б. Скляр, Іпатов В.П., В. Столінгс, Беркман Л.Н., Захарченко М.В., Гепко І.О., Климаш М.М. та інші. Однак, в їх роботах недостатньо повно розглянута можливість підвищення завадозахищеності телекомунікаційних систем з багатопозиційними сигналами. Актуальність обраної теми підтверджується необхідністю дослідження та розробки методик підвищення завадозахищеності ТКС з багатопозиційними сигналами.

Метою роботи є підвищення завадозахищеності ТКС з багатопозиційними сигналами..

Основна частина

Основна функція ТКС, або систем передачі даних, полягає в організації оперативного і надійного обміну інформацією між абонентами, а також скорочення витрат на передачу даних. Головний показник ефективності ТКС - час доставки інформації, який залежить від ряду факторів: структури мережі зв'язку, пропускної здатності ліній зв'язку, способів з'єднання каналів зв'язку між взаємодіючими абонентами, протоколів інформаційного обміну, методів доступу абонентів до передавального середовища, методів маршрутизації пакетів. Основні характеристики каналу зв'язку -

пропускна здатність і достовірність передачі даних. Пропускна здатність каналу оцінюється граничним числом біт даних, переданих по каналу за одиницю часу, і вимірюється в біт/с. Достовірність передачі даних оцінюється за інтенсивністю бітових помилок (Bit Error Rate), яка визначається як ймовірність спотворення переданого біта даних. Величина BER для каналів зв'язку без додаткового захисту від помилок становить 10^{-4} - 10^{-6} .

Основна причина спотворень - вплив перешкод на лінію зв'язку. Перешкоди, як правило, носять імпульсний характер і мають тенденцію до групування - утворення пачок перешкод, які деформують відразу групу сусідніх біт даних, що передаються. Пропускна здатність каналу зв'язку визначається смугою частот і завадозахищеністю каналу. Смуга частот, в якій амплітудно-частотна характеристика лінії зв'язку має значення не нижче заданого, наприклад, за рівнем 0.5, визначає смугу пропускання.

Завадозахищеність лінії залежить від потужності перешкод, створюваних в лінії зовнішнім середовищем або через шуми, що виникають в самій лінії. Зазвичай для зменшення перешкод провідники екранують або скручують. Найменш завадозахищеними є радіолінії, гарну завадозахищеність мають кабельні лінії, відмінну - волоконно-оптичні лінії, які не сприйнятливі до електромагнітного випромінювання. Максимально можлива пропускна здатність не залежить від способу фізичного кодування, оскільки визначає можливості лінії при гіпотетично найкращому способі кодування. Практична пропускна здатність каналу істотно залежить від способу фізичного кодування інформації. У свою чергу можливість застосування на лінії того чи іншого способу кодування визначається пропускною здатністю і загасанням сигналу. Для розрахунків важливим є відношення амплітуд вхідного і вихідного сигналів на заданій частоті. Часто загасання виражається в децибелах і обчислюється за формулою $A = 20 \log^{10}(A_{\text{вих}}/A_{\text{вх}})$. Загасання завжди задається для певної довжини лінії зв'язку.

При передачі даних широко використовуються двійкові сигнали, що приймають значення 0 і 1. Мінімальна тривалість такту, з якої можуть передаватися сигнали в каналі зі смугою частот ΔF , дорівнює $\min T_{\min} = 1/(2\Delta F)$. Якщо ймовірність спотворення символів 0 і 1 через перешкоди однакова і дорівнює p , то число двійкових символів, які можна безпомилково передати по каналу в секунду:

$$C = 2\Delta F[1 + p \log_2 p + (1 - p) \log_2 (1 - p)]. \quad (1)$$

Вираз (1) визначає пропускну здатність двійкового каналу. Величина в квадратних дужках визначає частку двійкових символів, які передаються по каналу з частотою $2\Delta F$ без спотворень. Якщо перешкоди відсутні, ймовірність спотворення символу $p=0$ і пропускна здатність $C=2\Delta F$. Якщо ймовірність спотворення $p=0.5$, то пропускна здатність $C=0$. Якщо по каналу передається повідомлення довжиною n двійкових символів, то ймовірність появи в ньому m помилок $P(n, m) = C_n^m p^m (1 - p)^{n-m}$.

Пропускна здатність залежить не тільки від фізичного кодування, але і від попереднього логічного кодування, яке полягає в попередній підготовці даних що впливає на ширину спектра підсумкового сигналу. На пропускну здатність та завадозахищеність впливають перешкоди. За місцем виникнення перешкоди бувають зовнішні та внутрішні. Зміни характеристик каналу зв'язку викликається дуже різноманітними по своїй природі перешкодами - адитивними і мультиплікативними.

Систему зв'язку, кількісна характеристика завадозахищеність якої є інваріантом певного класу перешкод, називається інваріантною стосовно даних перешкод. Це визначення інваріантної системи зв'язку можна представити в математичній формі (2), якщо позначити через P деяку кількісну характеристику завадозахищеності зв'язку, наприклад ймовірність помилки, а через Ξ - безліч реалізацій розглянутої перешкоди, то в системі, інваріантної до перешкоди Ξ ,

$$P = \text{invar} \Xi. \quad (2)$$

У системах зв'язку корисний сигнал і перешкода діють в одній і тій же точці (наприклад, на вході приймача) і, як правило, принципово не можуть бути цілком розділені - інакше проблема боротьби з перешкодою і не існувала б. У системах зв'язку завжди є суміш сигналу з перешкодою (зокрема, адитивна). Унаслідок цього в системах зв'язку, як правило, неможливо або важко використовувати компенсаційні методи придушення перешкод і проблема досягнення інваріантності вирішується іншими способами, не характерними для систем автоматичного регулювання. Інша особливість проблематики інваріантності систем зв'язку полягає в тому, що в ролі інваріанта тут виступає не миттєве значення вихідної величини, а деяка її статистична характеристика, наприклад математичне очікування.

До сучасних систем зв'язку пред'являються досить жорстокі вимоги по завадозахищеності. У системах передачі дискретної інформації ці вимоги звичайно задаються у виді гранично припустимих

значень ймовірності помилки. Якщо ймовірність помилки перевищує зазначені припустимі значення, то передача відповідного виду повідомлень стає неможливою через неприпустимо низьку якість, а іноді і шкідливою, тому що можуть бути прийняті помилкові рішення. У каналі зв'язку з постійними характеристиками ймовірність помилки є постійною величиною, отже, можна заздалегідь спроектувати систему так, щоб її завадозахищеність задовольняла заданим вимогам. У каналах зв'язку з змінними характеристиками ймовірність помилки є змінною величиною (неоднорідний канал зв'язку). У цьому випадку, якщо навіть вдається забезпечити середнє значення ймовірності помилки нижче заданої припустимої величини, в окремі інтервали часу ймовірність помилки стає більше припустимого значення. Більш того, у нестаціонарному каналі зв'язку, на відміну від стаціонарного, зменшення середньої ймовірності помилки не свідчить однозначно про поліпшення якості функціонування системи. Таким чином, для забезпечення прийнятної якості роботи реальної системи передачі дискретної інформації в каналі зі змінними характеристиками необхідно підтримувати ймовірність помилки на рівні, що не перевищує деякої заданої припустимої величини. Ця задача може вважатися виконаною, якщо:

- ймовірність помилки менше заданої і залишається незмінною, незважаючи на наявність завад, що викликають нестаціонарність каналу зв'язку;

- ймовірність помилки під впливом завад, що викликають нестаціонарність каналу, змінюється довільно в області значень, менших заданого, і не перевершує цього значення ні при яких змінах характеристик каналу зв'язку.

В обох випадках можна говорити, що задана якість функціонування системи досягається завдяки незмінності ймовірності помилки, її незалежності (повної в першому випадку і часткової в другому) від тих причин, що викликають не стаціонарність каналу зв'язку. Для позначення цієї властивості доречно використовувати термін «інваріантність». Таким чином, потреба в інваріантних системах зв'язку викликається необхідністю забезпечення заданої якості передачі інформації в каналі зі змінними характеристиками.

Висновки

Проаналізовані сучасні технології передачі інформації та їх основні характеристики. Проведений аналіз показав, що для забезпечення багатовекторного розвитку телекомунікаційних технологій необхідна чітка організація технічних груп, міжнародна співпраця та стандартизація, дослідження новітніх фізичних принципів передачі інформації, розробка та впровадження нових алгоритмів обробки інформації, підвищення якості, швидкості та доступності – базове завдання телекомунікації.

Основні перешкоди на цьому етапі:

- фізично обмежений частотний спектр;
- пошук оптимального співвідношення сукупності параметрів, так як покращення одного параметру, призводить до погіршення іншого;
- наявність внутрішніх (дробовий, флікер, тепловий) та зовнішніх шумів (реліктове та інші джерела радіовипромінювання);
- потужність передавача;
- масо-габаритні характеристики;
- економічна доцільність.

Збільшення об'єму інформації, що передається неодмінно вимагає збільшення пропускної здатності телекомунікаційних систем в умовах обмеженого частотного ресурсу, вимог зменшення енергоспоживання та підвищення їх завадозахищеності. Для підвищення пропускної здатності ефективним методом є використання багатопозиційних сигналів, але при цьому погіршується відношення сигнал/шум і відповідно збільшується помилка приймання сигналу.

Аналіз сучасного стану телекомунікаційних систем дає підґрунтя для проведення наукових досліджень систем з використанням багатопозиційних систем з використанням багатопозиційних амплітудно-модульованих сигналів для цифрового телебачення за технологією VSB; таймерних сигнальних конструкцій, а також застосуванням інваріантних систем для інтеграції в ТКС. Це і визначило мету.

Для досягнення мети необхідно:

- розробити методику визначення енергетики радіолінії з різними видами модуляції;

- розробити методику підвищення достовірності ТКС з багатопозиційною амплітудною модуляцією для цифрового телебачення за технологією VSB;
- удосконалити методику, яка дозволяє враховувати коефіцієнт зміни завадозахищеності системи в залежності від багатопозиційного сигналу і зменшення впливу перешкоди;
- розробити методику підвищення завадозахищеності ТКС з використанням ТСК;
- здійснити розробку методики розрахунку завадозахищеності ТКС при різних видах модуляції та вибору інваріантних до різних завад систем сигналів. __

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Semenکو A. Analysis of Telecommunication Systems Interference with Multiposition Phased-Shift Signal / A. Semenکو, K. Domracheva, N. Bokla // 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT-2017) – July 4-7 2017. – Львів: 2017. – pp. 205-208.
2. Semenکو A. Using of Amplitude Manipulated signal to increase capacity of MIMO telecommunication system / Anatoly Semenکو, Catherine Domracheva, Viktor Zaika // XIIIth 2016 International Conference “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science” (TCSET’2016) – February 23-26 2016. – Львів- Славськ:2016. – pp. 882-884.
3. Zakharchenko N. Using of the timer signal constructions for pulse-code modulation of the voice signals / N. Zakharchenko, A. Semenکو, K. Domracheva // 2016 IEEE Міжнародна конференція з інформаційно-телекомунікаційних технологій та радіоелектроніки (УкрМіКо’2016/UkrMiCo’2016), 11-15 вересня 2016 року: тези доповідей. – К.:КІП ім. Ігоря Сікорського, 2016. – С.365-367.
4. Аналіз впливу виду маніпуляції сигналу на енергетику радіолінії / А. І. Семенко, Н. І. Бокла, К. О. Домрачева, Є. О. Шестопап. // Зв’язок. – 2017. – №1(125). – С. 34–37.
5. Домрачева Е.А. Исследование помехозащищенности телекоммуникационных систем / Е.А. Домрачева, М.С. Краснянский // Актуальні проблеми розвитку науки і техніки: Матеріали першої міжнародної науково-технічної конференції, 22 жовтня 2015 року: тези доповідей. — К.:ДУТ, 2015. – С.53–57.
6. Росляков А. В. Будущие сети (Future Networks) / А. В. Росляков, С. В. Ваняшин. – Самара: ПГУТИ, 2015. – 274 с.158
7. Сайко В. Г. Навчальний посібник «Мережі бездротового широкосмугового доступу» / В. Г. Сайко, В. Я. Казіміренко, Ю. М. Літвінов. – Київ: ДУТ, 2015. – 216 с.
8. Семенко А. И. Определение помехозащищенности телекоммуникационных систем с многопозиционным фазоманипулированным сигналом / А. И. Семенко, Н. И. Бокла, Е. А. Домрачева. // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2017. – №2(35). – С. 97–106.

Стальченко Олександр Володимирович – канд. тех. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Яновська Ірина Вікторівна – студентка групи ТКТ-18мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Семчук Сергій Іванович - студент групи ТКТ-15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Stalkhenko Alexander V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Vasyukivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Yanovskaya Irina V. – Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Semchuk Sergey I. – Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ ТРАКТІВ ПЕРЕДАЧІ НА ОСНОВІ ТЕХНОЛОГІЇ LTE

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуті методи завадостійкості каналів зв'язку технології LTE. Виконано загальний огляд технологій MIMO і OFDM в мережах LTE

Ключові слова: мультиплексування; MIMO; LTE

Abstract

Considered methods of noise immunity of communication channels of technology LTE. A general overview of MIMO and OFDM technologies in LTE networks is performed

Keywords: Multiplexing; MIMO; LTE

Вступ

У нашому столітті інформаційних технологій всі сфери життя розвиваються з величезною швидкістю. Концепція стрімкого розвитку торкнулася і телекомунікаційної сфери. Абоненти бажають отримувати великі швидкості при передачі даних, мати доступ до всіх існуючих додатків, використовуючи всього один мобільний пристрій. Такі послуги забезпечує бездротова технологія широкосмугового доступу - LTE. Однак, чим більша кількість інформації передається, тим більша ймовірність отримання помилкових біт. Тому гостро стоїть питання підвищення методів завадостійкості каналів зв'язку.

Основною відмінністю стандарту LTE від попередніх стандартів мереж зв'язку є застосування «плоскої» більш спрощеної IP-архітектури, яка сприяє зменшенню затримок при встановленні Інтернет-сесії. У стандарті LTE використано два принципово нові методи збільшення пропускної здатності. Перший полягає в застосуванні технології MIMO (Multiple Input Multiple Output), де передача і прийом сигналу здійснюється одночасно через кілька передавальних і приймальних антен. Таким чином, підвищується швидкість передачі даних в бездротових мережах. Другий метод полягає в застосуванні OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) модуляції, що використовує кілька піднесущих. Перевага даного методу полягає також в тому, що системи зв'язку з LTE можуть працювати у відсутності прямої видимості.

В даний час на телекомунікаційному ринку йде боротьба за клієнтів, тому надання якісних послуг зв'язку є досить актуальним питанням. Існуючі роботи, що докладно розглядають методи підвищення завадостійкості для каналів зв'язку, що використовують фазову маніпуляцію, однак матеріалів по дослідженню квадратурно-амплітудної модуляції недостатньо.

Специфіка технології і забезпечення високих швидкостей передачі при використанні багатопозиційної, вразливої до завад модуляції, робить проблему завадостійкості каналів зв'язку досить актуальною.

Метою роботи є дослідження каналів зв'язку технології LTE для виявлення їх завадостійкості при різних умовах експлуатації.

Основна частина

Технологія OFDM була включена в LTE, оскільки вона забезпечує високу ефективність використання радіочастотного спектру, забезпечуючи при цьому високу ступінь стійкості до міжсимвольних завад і інтерференції. Функціонал інтерфейсу MIMO дозволяє пристроям мати кілька

підключень до однієї соти, що підвищує стійкість встановленого з'єднання, а також зменшує затримки. Крім того, при використанні інтерфейсу OFDMA збільшується загальна пропускна здатність встановленого з'єднання.

Концепція технології MIMO (Multiple Input Multiple Output) полягає в одночасному використанні декількох антен, замість однієї, для прийому / передачі декількох потоків даних. Існують схеми, що використовують 2x2, 4x2 або 4x4 антени на передавальній і приймальній стороні відповідно. Застосування SAE (System Architecture Evolution). Дана архітектура є еволюційним продовженням ядра мережі GPRS, повністю побудована на IP-мережі. Забезпечує високу пропускну здатність мережі радіодоступу і низьку затримку RAN (до 10 мс).

LTE був спеціально розроблений для сумісної роботи з усіма існуючими мережами як технологія майбутнього, для допомоги провайдерам мобільного зв'язку в перетворенні своєї мережі відповідно до потреб завтрашніх телекомунікацій. Технологія LTE забезпечить більш якісний сервіс для голосової інформації та для передачі даних.

З точки зору мережевих технологій головна відмінність інфраструктури LTE від мереж стільникового зв'язку всіх попередніх поколінь полягає в тому, що вона повністю будується на основі протоколу IP - від абонентського терміналу до вузла надання сервісів або сервера додатків.

Технологія MIMO в мережах LTE виконує одну з важливих функцій в забезпеченні високих швидкостей передачі даних. MIMO (Multiple Input Multiple Output - множинний вхід - множинний вихід) - технологія, що представляє собою дротовий високошвидкісний доступ. Технологія передбачає використання декількох антен на передавальній і приймальній стороні для одночасної передачі більшої кількості даних. Технологія MIMO використовує ефект трансмісії радіохвиль, який називають багатопроменевим поширенням, при цьому сигнали, що передаються відбиваються від безлічі об'єктів і перешкод, а антена приймача приймає сигнали під різними кутами і в різний час [5]. Застосовуючи технологію MIMO, стає можливим збільшити стійкість каналів зв'язку, зменшити відносну кількість прийнятих з помилкою бітів. У системах LTE передбачені різні режими роботи з декількома передавальними і приймальними антенами. Робота таких систем може бути організована за двома принципами: за принципом просторового ущільнення і за принципом просторово-часового кодування.

Перший принцип заснований на тому, що різні передавальні антени передають різні частини блоку інформаційних символів або різні інформаційні блоки. Передача даних ведеться паралельно з двох або з чотирьох антен. Приймальною стороною проводиться прийом і розподіл сигналів різних антен. Таким чином стає можливим збільшення максимальної швидкості передачі даних в 2 або в 4 рази.

У системах, побудованих за принципом просторово-часового кодування, з усіх передавальних антен передається один і той же потік даних з використанням схем попереднього кодування для забезпечення кращої якості прийому.

Основною перевагою OFDM в порівнянні зі схемою з однією несучою є її здатність протистояти загасанням в області ВЧ, вузькосмуговим перешкодам і частотно-селективним загасанням, викликаними багатопроменевим характером поширення. OFDM сигнал може розглядатися як безліч вузькосмугових повільно модульованих сигналів, а не як один швидко модульований широкосмуговий сигнал. Низька символна швидкість дає можливість використовувати захисний інтервал між символами. Це дозволяє усувати міжсимвольну інтерференцію і справлятися з часовим розсіюванням.

Перспективність використання OFDM сигналів пояснюється також і тим, що ці сигнали забезпечують високу спектральну ефективність, можливість роботи поза прямою видимістю, високі енергетичні параметри системи зв'язку, забезпечують більшу дальність і можливість ефективного обслуговування мобільних абонентів.

Особливість використання OFDM полягає в поданні високошвидкісного потоку даних у вигляді великої кількості низькошвидкісних потоків, кожен з яких передається на своїй піднесучій. Причому тривалість канальних символів в частотних каналах вибирається досить високою, яка значно перевищує затримки сигналу в радіоканалі. Це сприяє тому, що міжсимвольна інтерференція в кожному частотному каналі впливає лише на незначну частину канального символу. Її виключають з подальшої обробки в приймачі шляхом додавання часового захисного інтервалу між сусідніми канальними символами.

Застосування технології OFDMA передбачає поділ всього наявного спектра на ортогональні піднесучі. Залежно від ширини каналу загальна кількість піднесучих може бути 72, 180, 300, 600, 900 або 1200, кожна з яких може мати свій тип модуляції (QPSK, 16QAM або 64QAM).

У реальних умовах роботи системи бездротового рухомого зв'язку з OFDM піддаються впливу різного роду замирань, затухань. Тому для надання достатнього рівня завадостійкості необхідно використовувати завадостійке кодування.

Однак, технології OFDMA притаманні і деякі недоліки. Основним з них є той факт, що OFDMA технологія дуже чутлива до синхронізації по частоті. А також сформований OFDMA сигнал має високий поріг PAPR (Peak to Average Ratio). Це відбивається на тому, що ефективність задіяного підсилювача сигналу низька, що досить критично для пристроїв з обмеженим запасом енергії (мобільних терміналів). Тому дана технологія може бути застосована тільки для низхідного каналу. У висхідному ж каналі LTE використовується інша технологія множинного доступу - SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access). Основна відмінність технологій SC-FDMA і OFDMA полягає в тому, що в SC-FDMA застосовується додаткова обробка сигналу (перетворення Фур'є) для зменшення PAPR. У висхідному каналі також можуть бути використані типи модуляції: QPSK, 16QAM, 64QAM.

Висновки

Стандарт дротової високошвидкісної широкосмугової передачі даних LTE безсумнівно має привілеї на телекомунікаційному ринку перед іншими технологіями. Однак, в даний час попит все більше проявляється на отримання якісних послуг зв'язку. Тому актуальним залишається питання завадостійкості каналів зв'язку.

Підвищенню завадостійкості каналів зв'язку технології LTE сприяє підтримка багатоантенної системи MIMO, використання квадратурно-амплітудної модуляції, а також застосування технології OFDM. Крім того, застосування даних технологій істотно підвищує швидкість передачі даних і знижує затримки.

На підставі отриманих даних можна зробити висновок, що застосування технології OFDM в умовах міської забудови також підвищує стійкість радіоканалу, сприяючи протистоянню міжсимвольній інтерференції, загасанням, частотно-вибіркових замирань.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Loshakov V. A. Adaptive modulation in LTE technology by using OFDMA and SC-FDMA with MIMO / V. A. Loshakov, H.D. Al-Janabi, Y. T. Hussein, N. T. Nasif // Восточно-Европейский журнал передовых технологий (ISSN 1729-3774). – 2013. – Vol. 2/9 (62). – P. 8–11.
2. Mina Yazdanpanah, Chadi Assi, Yousef Shayan Cross-layer optimization for wireless mesh networks with smart antennas Computer Communications, Oct. 2011, vol. 34, iss. 16, pp. 1894-1911
3. Mani, V.; Bose, R. Direction of Arrival Estimation of Multiple UWB Signals Wireless Personal Communications, Mar. 2011, vol. 57, number 2, pp. 277-289(13)

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Ходацький Дмитро Леонідович — студент групи ТКТ-18мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Юй Чанхао - студент групи ТКС-18мі, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Vasylkivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Khodatzkiy Dmytro L.— Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Yu Changhao - Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

О. В. СТАЛЬЧЕНКО
М. В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ
В. П. КУЦОЛАБСЬКИЙ
О. О. НИЖНИК

ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ РАДІОСИСТЕМ НА ОСНОВІ МІМО ТЕХНОЛОГІЇ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Здійснено короткий опис основних тенденцій і способів підвищення завадостійкості систем радіозв'язку в багатопроменевих середовищах. Найбільш перспективним розвитком напрямку є відображення системи МІМО у вигляді просторових підканалів, отриманих з використанням сингулярного розкладання матриці коефіцієнтів передачі і коефіцієнтів кореляції.

Ключові слова: рознесення антен, МІМО, теорія рознесення прийому і передачі.

Abstract

A brief description of the main trends and ways of increasing the noise immunity of radio communication systems in multi-radiation environments is carried out. The most promising development is the imaginary MIMO system in the form of spatial subchannels, obtained with the use of synchronous disclosure of the matrix of transmission coefficients and correlation coefficients.

Keywords: diversity antennas, MIMO, the theory of diversity of reception and transmission.

Вступ

В даний час відбувається інтенсивний розвиток систем бездротового зв'язку. Підвищення швидкості передачі даних і зменшення ймовірності помилок є одним з пріоритетних напрямків. Швидкість передачі даних можна підвищити за рахунок розширення смуги частот і за рахунок збільшення потужності передавача. Стандарти сучасних систем радіозв'язку накладають суттєві обмеження на випромінювання потужності вимогами біологічного захисту і обмежуються виділеною смугою частот.

У багатопроменевих системах рознесення антен є ефективним способом боротьби з замираннями. Одним з перших способів було рознесення антен тільки на прийомі - система SIMO (Single Input Multiple Output). Він дозволяє збільшити стійкість системи без застосування технік просторового кодування. Пізніше з розробкою в області просторово-часових ґратчастих та блокових кодів стала застосовуватися техніка рознесення тільки на передачі, яку називають також технологією MISO (Multiple Input Single Output), а також одночасно на прийомі і передачі - технологія МІМО (Multiple Input Multiple Output). Найбільш відомими роботами в цій області є праці таких зарубіжних авторів, як: С.М. Аламоуті (SM Alamouti), В. Тарох (V.Tarokh), Т.Браун (T.Brawn), Г.Тсоулос (G. Tsoulos), а також російських вчених: Шлома А.М., Слюсар В., Бакулін М.В. Г., Крейнделін В.Б., Фінк Л.М., Андронов І.С., Фалько А.І., Носов В.І. [1-5]

В літературі недостатньо висвітлюється стійкість і пропускна здатність системи МІМО з урахуванням кореляційних залежностей між паралельними каналами. Також присутні поодинокі роботи в оцінці завадостійкості в разі подання системи у вигляді паралельних просторових підканалів. На відміну від існуючих досліджень по теорії рознесення передачі і прийому, дана робота дозволяє застосовувати отримані методики для дослідження характеристик завадостійкості і пропускної здатності технологій МІМО і MISO з довільним числом передавальних і приймальних антен, з урахуванням множинної кореляції рознесених сигналів, неоднорідності рознесених каналів на основі сингулярного розкладання загальної каналної і кореляційної матриць та інформації про характеристики паралельних власних підканалів.

Метою роботи є дослідження методів оцінки завадостійкості і пропускну здатності систем MIMO і MISO як в разі відсутності знання про стан рознесених каналів на передавальній стороні, так і в разі наявності зворотного зв'язку при передачі інформації по паралельним просторовим підканалам.

Основна частина

Між складовими коефіцієнтів передачі каналів рознесення прийому майже завжди існує деяка залежність. Ця залежність характеризується для каналів прийому коефіцієнтами взаємної кореляції. Просторова кореляція в MIMO і MISO системах останнім часом викликає великий інтерес, і часто досліджуються в літературі [1-3]. В [4] з використанням класичної теорії рознесення прийому [5] розроблена методика оцінки завадостійкості системи MISO при кореляції сигналів в антенах з умовою рівності значень амплітудних і фазових спотворень сигналу для кожного каналу. В реальних умовах багатопроменевого поширення коефіцієнти передачі кожного каналу будуть різні [1, 3]. При цьому відсутня методика оцінки завадостійкості системи MISO для реального змінення коефіцієнтів передачі рознесення каналів.

В [2] показано моделі розрахунку завадостійкості системи MIMO для випадку відсутності кореляції сигналів. При цьому практично немає досліджень оцінки завадостійкості MIMO з урахуванням аналізу кореляційних матриць. У класичній теорії рознесення прийому [3] наводяться методики розрахунку завадостійкості систем з рознесенням прийому шляхом пошуку власних чисел просторово кореляційних матриць. Важливим є те що, спираючись на класичну теорію рознесення прийому, створити метод оцінки завадостійкості системи MIMO з урахуванням сучасних математичних кореляційних моделей.

Найчастіше в роботах при розрахунку параметрів систем з рознесенням прийому і (або) передачі використовується коефіцієнт кореляції при просторовому рознесенні антен. При цьому не обговорюються або не робляться можливі відмінності між кореляцією при горизонтальному і вертикальному рознесенні антен. В роботі [1] було показано, що в умовах міської забудови розподіл променів в горизонтальній і у вертикальній площинах різні. Промені, що приходять на антенну решітку в горизонтальній площині, мають рівномірний кутовий розподіл, а в вертикальній площині - кутовий розподіл гауссового виду. Тому є важливим отримати формулу коефіцієнта кореляції для випадку вертикального розміщення антен для реального кутового розсіювання потужності.

Система MIMO нерозривно пов'язана з просторово-часовим блоковим кодуванням (STBC). Роботи в цьому напрямку широко представлені в [2-5]. Найбільш перспективним напрямком є відображення системи MIMO у вигляді просторових підканалів, отриманих з використанням сингулярного розкладання матриці коефіцієнтів передачі [1, 4]. Дані підканали називаються власними, так як використовують в якості вагових векторів просторової обробки власних векторів матриці коефіцієнтів передачі. Ці підканали є паралельними, так як передають незалежні потоки даних просторово тимчасового блочного коду.

Проведений аналіз наукових досліджень, присвячених багатопроменевим середовищам, виявлених тенденцій і підходів до вирішення завдань сучасного радіозв'язку, дозволяють вважати актуальним подальше дослідження техніки рознесення передачі і приймання. При цьому існує обмежена кількість методів і підходів до оцінки завадостійкості прийому. Так в [4] була запропонована методика знаходження ймовірності бітової помилки для не кореляційних підканалів на основі функції щільності розподілу ймовірності сингулярних чисел каналної матриці. Важливим є вести подальші дослідження в цій області і розробити методику знаходження ймовірності бітової помилки для кореляційних підканалів.

При передачі даних по паралельних підканалах системи MIMO Шенновська пропускна здатність досліджена в літературі [1, 3, 5] досить широко. Однак не розглянуто підхід в знаходженні пропускну здатності технології MIMO M-го порядку в каналах з замираннями при урахуванні множинної кореляції.

Висновки

Розглянуто техніку відображення системи MIMO у вигляді просторових підканалів за допомогою сингулярного розкладання каналної матриці. Розглянуто принципи оцінки завадостійкості системи радіозв'язку з точки зору класичної теорії рознесення прийому. Обґрунтовано актуальність дослідження в області завадостійкості системи MIMO.

На основі проведеного огляду наукових робіт поставлена задача дослідження актуальних питань сучасних телекомунікаційних систем.

В даний час відбувається інтенсивний розвиток систем бездротового зв'язку. Підвищення швидкості передачі даних і зменшення ймовірності помилок є одним з пріоритетних напрямків.

У багатопробіжних системах рознесення антен є ефективним способом боротьби з завадами. Одним з перших способів було рознесення антен тільки на прийомі - система SISO. Він дозволяє збільшити стійкість системи без застосування технік просторового кодування. Пізніше з розробкою в області просторово-часових ґратчастих та блокових кодів стала застосовуватися техніка рознесення тільки на передачу, яку називають також технологією MISO, а також одночасно на прийомі і передачі - технологія MIMO.

Між складовими коефіцієнтів передачі рознесення каналів майже завжди існує деяка залежність, яка характеризується коефіцієнтами взаємної кореляції. При цьому необхідно розглядати множинну кореляцію сигналів: просторову в горизонтальній і вертикальній площинах; поляризаційну; кодову.

Найбільш перспективним розвитком напрямку є уявлення системи MIMO у вигляді просторових підканалів, отриманих з використанням сингулярного розкладання матриці коефіцієнтів передачі. Ці підканали є паралельними, так як передають незалежні потоки даних просторового часового блокового коду.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. В.И. Носов, А.С. Янцен. Оценка спектральной эффективности и помехоустойчивости технологии MIMO при различном распределении мощности по параллельным подканалам // Телекоммуникации, 2017 г. – № 2, - С.
2. Янцен А. С., Носов В.И. Оценка помехоустойчивости и пропускной способности технологии MIMO с учетом корреляции сигналов в антеннах. // Вестник СибГУТИ. – 2016, № 2, С. 63 - 67.
3. Stutzman, W.L. Thiele, G.A. Antenna Theory and Design, 3rd Edition. New York: Wiley, 2013, p. 307.
4. Янцен А.С., Носов В.И. оценка помехоустойчивости технологии MIMO с учетом корреляции сигналов в антеннах / Topical areas of fundamental and applied research VII, 19-20 october 2015 , North Charleston, USA vol. 1, p. 147 – 151.
5. Nosov V.I., Yantsen A.S. Definition of MIMO technology noise immunity by correlated channels // IEEE, XIII international scientific-technical conference on actual problems of electronic instrument engineering (APEIE) – 39281 proceedings APEIE – 2016, Volume 1, Part 2. – P. 45 – 48.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Стальченко Олександр Володимирович – канд. тех. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Куцоласький Віталій Павлович – студент групи ТКР-16б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Нижник Олександр Олександрович - студент групи ТКТ -17мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Vasyukivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Stalchenko Alexandr Vol. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Kucolabskij Vitalij P. – student group TKR-16b Department of Infocommunication Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Nizhnik Alexandr Al. – student group TKT-17ms Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ РІВНЯ ДРІБНОЇ МОТОРИКИ ОПЕРАТОРІВ ДИСТАНЦІЙНО КЕРОВАНИХ ПРИСТРОЇВ

Вінницький національний технічний університет;

Анотація

Запропоновано метод визначення рівня мілкої моторики для операторів дистанційно – керованих пристроїв який ґрунтується на виконанні учасником тестування графічних завдань за допомогою пульта керування радіомоделлями..

Ключові слова: дрібна моторика, тестування, персональний комп'ютер, пульт дистанційного керування.

Abstract

The method of determination of the level of shallow motility for operators of remotely controlled devices is proposed, which is based on the performance of a participant in the testing of graphic tasks using a remote control of the dielectric devices.

Keywords: small motor skills, testing, personal computer, remote control.

Вступ

З розвитком цифрової техніки та телекомунікацій значного поширення набувають пристрої з дистанційним керуванням. До них можна віднести безпілотні літальні апарати, радіокеровані роботи на колісному та гусеничному ході, дистанційно керовані пристрої для роботи у шкідливих та небезпечних умовах. Найдосконалішими з них вважаються пристрої, що дозволяють на відстані здійснювати хірургічні операції. Крім вимог до технічної складової таких систем надзвичайно важливо, щоб з ними працювали особи, що не мають психофізіологічних обмежень для роботи з дистанційно - керованими пристроями. Тому створення комп'ютеризованих систем визначення рівня розвитку дрібної моторики є актуальною задачею.

Результати дослідження

Для роботи з дистанційно – керованими пристроями у людини має бути розвинене просторове мислення, уява, сильна нервова система, високий рівень розвитку дрібної моторики. На даний час відома значна кількість систем тестування психологічного стану людини, які дозволяють якісно оцінити рівень розумового розвитку, темперамент, силу нервової системи та інші психофізіологічні показники людини.

Для визначення рівня розвитку дрібної моторики на сьогодні використовуються різноманітні методи які засновані на сортуванні та інших операціях з дрібними предметами(Тест оперування дрібними деталями Кроуфорда). Такі натурні тести потребують спеціального обладнання та важко піддаються автоматизації.



Рис. 1. Приклади конструкції пультів керування дистанційно керованих пристроїв

На рис.1 наведені пульти керування дистанційно-керованих пристроїв. Як бачимо до їх складу входять важелі керування, перемикачі режимів роботи та інформаційні табло які можуть розміщуватись в одному корпусі або рознесені в окремих блоках. Оператор керує пристроєм переміщуючи важелі керування великими пальцями рук одночасно або почергово. Тому для визначення рівня розвитку дрібної моторики операторів дистанційно-керованих пристроїв бажано використовувати серійні пульти дистанційно-керованих пристроїв. Для підключення до персонального комп'ютера використовується адаптер який перетворює сигнал керування пульта в один із інтерфейсів персонального комп'ютера.

Методика відбору операторів дистанційно-керованих пристроїв передбачає виконання оператором серії графічних завдань за допомогою органів керування пульта керування і подальшій оцінці отриманих зображень для визначення рівня дрібної моторики.

Тестування за такою методикою разом із проведенням психологічного тестування дозволить виявляти осіб з найкращими показниками для роботи з дистанційно-керованими пристроями.

Висновки

Встановлено, що запропонований підхід до відбору операторів дистанційно-керованих пристроїв дозволяє оцінити дрібну моторику при роботі з пультами керування радіомоделями, що у поєднанні з психологічним тестуванням дозволить здійснювати якісний відбір персоналу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Аврунин О. Г. Разработка метода автоматизированного тестирования мелкой моторики ведущей руки на графическом планшете / Аврунин О.Г., Селиванова К.Г. // Прикладная радиоэлектроника. – 2013. – Том 12. – №3 – С.459-465.

2. Макогон В.І. Особливості відбору кандидатів на навчання пілотування безпілотних літальних апаратів(БПЛА) / Макогон В.І., Злепко С.М., Коваль Л.Г., Тимчик С.В. // Збірник тез доповідей Міжнародної науково-технічної конференції «Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ». – 2015. – С.247-248.

Макогон Віталій Іванович – асистент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: vim1986@i.ua

Vitaliy Makogon - Assistant Professor, Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University.

ІНФОКОМУНІКАЦІЙНА МЕРЕЖА СУПУТНИКОВОГО МУЛЬТИМЕДІЙНОГО МОВЛЕННЯ ТА ІНТЕРАКТИВНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Досліджено системи цифрового супутникового багатопрограмного мовлення і високошвидкісного обміну інформацією між медіацентрами і абонентським обладнанням.

Ключові слова: *цифрове мовлення, супутникові мережі, телебачення*

Abstract

Investigated system of digital satellite multi-program broadcasting and high-speed information exchange between media centers and subscriber equipment

Keywords: *digital broadcasting, satellite networks, television*

Вступ

Супутникові технології багатопрограмного цифрового телерадіомовлення, обміну інформацією та високошвидкісного доступу до медіаресурсів мають унікальну можливість охопити високоякісним обслуговуванням значну кількість користувачів, в тому числі тих, що знаходяться в районах зі складним рельєфом місцевості, невисокою щільністю населення, суворими кліматичними умовами і низьким рівнем розвитку наземної телекомунікаційної інфраструктури [1, 2].

Супутникова індустрія з її засобами виведення супутників на орбіту, космічним сегментом і різноманітним передавальним і прийомним наземним системам розвивається в світі досить динамічно. Загальносвітовий дохід тільки від телерадіомовлення, стаціонарної і рухомого зв'язку, широкосмугового обміну інформацією і доступу до медіаресурсів за допомогою супутникових систем становить близько 120 ... 130 млрд дол. в рік, з них 80% доходу приносить багатопрограмне цифрове мовлення через штучні супутники Землі (ШСЗ). Успіхи в даній сфері послуг пояснюються щорічним зростанням обсягу і якості ТВ-програм, впровадженням нових рішень в техніку цифрової обробки і стиснення відео-та аудіо, використанням смугозберігаючих видів модуляції і каналного кодування, збільшенням швидкості доставки даних, а також зростанням попиту на трафік і відеоконтент операторів кабельних, ефірних і IPTV-мереж для реалізації трансляцій по наземних мережах.

Метою роботи є дослідження особливостей використання ШСЗ на геостационарній орбіті і параметрів пристроїв, радіоканалів і систем супутникового цифрового багатопрограмного мовлення, інтерактивного зв'язку і високошвидкісного доступу до інформаційних ресурсів.

Основна частина

Цифрове супутникове мовлення організовується в відповідності з вимогами стандартів DVB-S, DVB-DSNG і DVB-S2 [3-5] при використанні форматів компресії відеоданих MPEG-2 і MPEG-4 / H.264 AVC, завадостійкого кодування і багатопозиційних видів модуляції. Частина ТВ-програм шифрується при передачі і для їх перегляду потрібно декодуючий модуль з абонентською картою доступу. Обсяг трансляцій з передавального центру мовлення залежить від характеристик супутникових радіоканалів, їх числа, які використовуються способів цифрової обробки аудіо- та відеоданих, параметрів кодування і модуляції. Швидкість передачі даних на одну ТВ-програму в форматі високої чіткості (HD) повинна бути майже в 4 рази вище, ніж в форматі стандартного

дозволу (SD), і дорівнювати 2,4 ... 2,6 Мбіт / с. Проте за рахунок підвищення якості зображення число трансльованих програм з HD-роздільною здатністю за стандартом DVB-S2 стійко зростає і в середньому становить близько 20% від загального обсягу мовлення. Подальше поліпшення якості зображення пов'язують з впровадженням нового стандарту Ultra-HD з форматом стиснення відеоданих H.265 / HEVC (High Efficiency Video Coding - високоефективне кодування). Однак через технічні проблеми створення контенту з необхідними характеристиками, зумовленого використанням телевізорів з відеокодером відповідного формату і роздільною здатністю 4K (3940 × 2160 пікселів), а також через велику швидкість інформаційного потоку даних, що відводиться на програму (близько 36 Мбіт / с), кількість трансляцій в стандарті UHD поки обмежена.

Ретрансляція сигналів телерадіомовлення і інтерактивного зв'язку, що здійснюється через супутник, найчастіше прозора, рідше з обробкою на борту. Прийом сигналів ведеться на фіксовані або перестроювані антени телецентрів, головних станцій розподільних мереж, прийомних установок колективного та індивідуального користування.

Поряд з доставкою сигналів мультимедійного мовлення на супутник від стаціонарних земних станцій широко використовуються пересувні телевізійні станції (ПТС) для організації позастудійних телерепортажів з місць подій. Процес організації та проведення телерепортажів передбачає оренду на сеанс зв'язку частини смуги каналу у оператора супутникової мережі. Передача аудіовізуальної інформації від ПТС через супутник здійснюється на приймальне обладнання телецентру, що дозволяє використовувати при телерепортажах економічні по смузі високоформатні види фазової (PSK-8), квадратурно - амплітудної (QAM-16) і амплітудно - фазової (APSK-16, APSK-32) модуляції стандартів DVB-S2 і DVB-DSNG.

Супутниковий обмін інформацією і високошвидкісний доступ до мультимедійних ресурсів вважається одним з перспективних трендів в супутниковій галузі. До теперішнього часу створені спеціалізовані високоінформативні супутникові мережі (Ka-Sat, Astra2Connect, HughesNet, ViaSat і ін.) і виведено на орбіту досить велика кількість супутників з радіостволами мультимедійних послуг. У значній частині цих супутників використовуються радіоствола Ka-діапазону частот (27,5 ... 31,0 ГГц на лінії «вгору» і 17,7 ... 21,2 ГГц на лінії «вниз»), що пояснюється їх широкосмуговістю (смуга частот 150 ... 400 МГц) і високою енергетичною ефективністю завдяки високій допустимій щільності потоку потужності на поверхні Землі в цьому діапазоні.

Основою наземного сегмента інтерактивного зв'язку є центральна станція зв'язку (ЦЗ), яка здійснює взаємозв'язок між наземними мережами (центрами) загального користування, бортовим обладнанням і значним числом супутникових інтерактивних терміналів (ЗБТ) або малогабаритних VSAT (Very Small Aperture Terminal) - станцій, знаходяться в зоні обслуговування. ЦЗ розподіляє частотний ресурс системи, керує роботою віддалених станцій, здійснює моніторинг їх технічного стану і аутентифікацію користувачів. Кількість ретрансляторів на супутнику, що підтримують інтерактивну передачу, залежить від заданих завдань оператором мережі і може складати деяку частку частотно-енергетичного ресурсу або весь ресурс ШСЗ.

Створювані спеціалізовані мультисервісні мережі характеризуються високою загальною швидкістю передачі даних (понад 20 Гбіт / с) і розраховані на охоплення обслуговуванням понад сотні тисяч користувачів. Нове покоління високоефективних супутників мультимедійних послуг з багатопроменими антенами, стільниковим покриттям території і повторним використанням частот в сотах отримали назву HTS (High Throughput Satellites) [2]. Вони використовують частотне, поляризаційне і просторове розділення сигналів по променям, мають широкосмугові канали зв'язку в Ku- і Ka-діапазонах частот (14/11 ГГц і 30/20 ГГц відповідно) і можуть виконувати обробку сигналів на борту. Завдяки невеликим розмірам променів (0,5 ... 0,8 °) і зон покриття (500 ... 800 км) досягається високий енергетичний потенціал радіоліній і можливість зниження розмірів приймально-передавальних антен земних станцій [4]. У порівнянні з традиційним типом ШСЗ з прозорою ретрансляцією і контурними антенами на борту багатопромени HTS дозволяють більш ніж на порядок знизити собівартість передачі одиниці інформації, зменшити витрати на абонентське обладнання, здійснити вибіркового розподіл супутникової потужності по променям, в залежності від щільності проживання населення на території обслуговування, і підвищити надійність зв'язку за рахунок резервування променів.

Швидкість передачі даних по прямим супутниковим каналам на основі VSAT-станцій і прийомних терміналів корпоративних та індивідуальних користувачів може становити 50 ... 200 Мбіт / с, в зворотних каналах - 2 ... 8 Мбіт / с. Способи завадостійкого кодування і модуляції в прямих каналах

встановлюються відповідно до положень стандарту DVB-RCS [8] і DVB-S2, в зворотних каналах можуть використовуватися згорткові коди, турбокоди, складові коди (PC + CK, BCH + LDPC) і модуляція несучої QPSK або PSK-8. Вихідні інтерфейси супутникових терміналів підтримують з'єднання з локальною мережею, сервером, телевізором, маршрутизатором і комп'ютером [4]. Для боротьби з втратами на радіолініях в Ка-діапазоні частот, внаслідок поглинання електромагнітної енергії опадами (5 ... 30 дБ), стандартом DVB-S2 рекомендований адаптивний режим передачі (ACM - Adaptive Modulation and Coding). У цьому режимі при виникненні несприятливих погодних умов здійснюється автоматична і адресна зміна параметрів кодування і модуляції на стороні центральної станції [5].

Крім стаціонарного режиму роботи для користувацьких пристроїв, в супутниковій мережі отримали розвиток мобільні технології на базі VSAT-станцій для широкосмугового радіозв'язку в транспортній галузі. Антенні блоки станцій встановлюються на рухомі засоби (морські та річкові судна, залізничні поїзди, автомобільний транспорт та ін.) і служать для автоматичного спостереження за становищем ШСЗ на орбіті при різних маневрах транспорту. Для цих систем в Ка-діапазоні виділені смуги частот на лінії «вгору» 29,5 ... 30,0 ГГц і на лінії «вниз» 19,7 ... 20,2 ГГц. Ефективність даного напрямку безпосередньо залежить від ємності мультисервісної мережі, оскільки вартість послуг широкосмугового доступу до інформаційних ресурсів помітно знижується тільки при використанні високоінформаційних ШСЗ з високою енергетичною і пропускнуною спроможністю [2].

Висновки

Досліджено базові показники систем цифрового супутникового мультимедійного мовлення та інтерактивного зв'язку з використанням VSAT-станцій. Дослідження охоплює основні позиції, що відповідають вимогам стандартів DVB-S / S2, DVB-DSNG, DVB-RCS і міжнародних рекомендацій.

Проведене дослідження дозволить розширити область розуміння процесів, що відбуваються в трактах супутникового мовлення і високошвидкісного обміну інформацією та набути навичок в розрахунках і проектуванні.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Анпилогов, В. Р. О спутниках HTS / В. Р. Анпилогов // Технологии и средства связи. Спец. вып. «Спутниковая связь и вещание – 2014». – С. 50–51.
2. Анпилогов, В. Р. Многолучевые антенные системы HTS / В. Р. Анпилогов, А. Н. Шишлов, А. Г. Эйдус // Технологии и средства связи. Спец. вып. «Спутниковая связь и вещание – 2014». – С. 54–67.
3. Сомов, А. М. Спутниковые системы связи: учеб. пособие / А. М. Сомов, С. В. Корнев ; под ред. А. М. Сомова. – М. : Горячая линия – Телеком, 2012. – 244 с.
4. Крылов, А. М. Основные спутниковые сервисы и тенденции развития в XXI веке / А. М. Крылов // Технологии и средства связи. Спец. вып. «Спутниковая связь и вещание – 2015». – С. 68–74.
5. Липкович, Э. Б. Проектирование цифровых систем спутникового мультимедийного вещания и интерактивной связи : учеб.-метод. пособие / Э. Б. Липкович. – Минск : БГУИР, 2017. – 67 с.

Васильківський Микола Володимирович — канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Ходацький Дмитро Леонідович — студент групи ТКТ-18мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Сасса Жозе Браш Зінга — студент групи ТКТ-15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Vasylkivskyi Mikola V. — Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Khodatzkiy Dmytro L. — Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Sassa Zhoze Brash Zinha — Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

ОПТИЧНИЙ ТРАНСИВЕР

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розроблено оптичний трансивер для передачі сигналів у волоконно-оптичних системах.

Ключові слова: оптичний трансивер, оптичний канал.

Abstract

An optical transceiver for transmitting signals in fiber optic systems has been developed.

Keywords: optical transceiver, optical channel.

Вступ

Цифровий зв'язок по оптичних кабелях, який набуває сьогодні все більшої актуальності, є одним з головних напрямків науково-технічного прогресу. Він набув широкого впровадження за рахунок можливості отримання високої швидкості передавання інформації та високої завадостійкості, яка пов'язана з відсутністю впливу електромагнітних завад [1, 2]. Серед недоліків слід зазначити дисперсію та згасання, що призводить до необхідності застосування регенераційних пунктів та оптичних підсилювачів. Але не зважаючи на це, волоконно-оптичні системи залишаються на чільному місці серед провідних систем зв'язку. Тому проектування оптичного трансивера є актуальною задачею [3].

Основна частина

Цифровий передавач ВОЛЗ повинен містити блок електронно-оптичного перетворювача (ЕОП), блок збудження для ЕОП, каналний мультиплексор та генератор із синхронним режимом роботи [4]. Загальна структура передавача показана на рисунку 1.

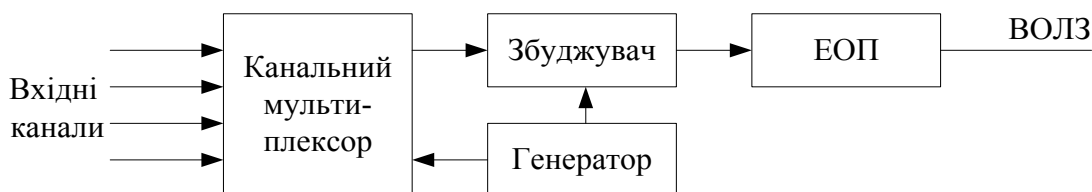


Рис. 1 Структура цифрового трансивера ВОЛЗ

Блок ЕОП – це лазерний світлодіод, який використовується для збудження в оптичному волокні коливань частоти інфрачервоного випромінювання. Збуджувач (лазерний драйвер), який керує роботою ЕОП, повинен виконувати збудження лазерного імпульсу та інші додаткові контрольні функції.

Канальний мультиплексор виконує перетворення кількох послідовних n-потоків, які надходять одночасно, у один послідовний із швидкістю в N-каналів.

Існує кілька видів цифрової модуляції, які можна використовувати на практиці для модуляції лазерного діода:

- пряма модуляція без повернення до нуля після логічної одиниці (NRZ);
- пряма модуляція з поверненням до нуля (RZ);
- модуляція СМІ;
- біімпульсні модуляції (BI-L та BI-M).

На основі аналізу всіх видів модуляції для подальшого використання обрано СМІ-модуляцію, оскільки забезпечується більша швидкість.

Для вибору ЕОП потрібно задати певні характеристики та параметри. Такі, як кількість мод при випромінюванні, довжина хвилі, ширина спектру випромінювання, потужність світлового імпульсу, напруга зміщення, струм зміщення, модуляційна характеристика.

Як відомо використання більшої частоти носійних коливань може призвести до збільшення пропускну здатності системи, але накладає певні обмеження на апаратуру і середовище поширення хвиль. У випадку із ВОЛЗ на даний момент існує кілька різних довжин хвиль, які доцільно застосовувати для вибору ЕОП. Це пов'язано з тим, що волокно залежно від довжини світла проявляє неоднакові значення згасання. Зі зменшенням довжини хвилі зменшується відстань між регенераційними пунктами.

Висновки

Для отримання оптимальної структурної схеми було розглянуто та детально проаналізовано структурні схеми аналогічного устаткування. На основі розглянутих структурних схем ВОСП було розроблено структурну схему оптичного трансивера, у якому використовується пряма модуляція без повернення до нуля після логічної одиниці – NRZ-код, та проведено її розрахунок. У розробленому трансивері досягається швидкість передачі потоку даних $2,5\text{ Гбіт/с}$. При цьому основні вимоги, що висувалися – простота та економічність, були цілком виконані. Усі елементи розробленої структури максимально прості, уніфіковані та сучасні.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Каток В.. Волоконно – оптичний зв'язок / В.Б. Каток, І.Е. Руденко, Є.Г. Ранський, П.М. Однорог – К., Логос, 2015. – 380 с.
2. Дубніщев Ю.Н. Теорія і перетворення сигналів у оптичних системах : підручник. – Новосибірськ, видавництво НГТУ, 2004. – 276 с.
3. Мирковицький Д.І., Берикашвілі В.Ш. Елементна база влокноно-оптичних систем передачі інформації: навчальний посібник. – М.: Державний інститут радіотехніки, електроніки та автоматики, 2002. – 124 с.
4. Mykhalevskiy D. Development of a mathematical model for estimating signal strength at the input of the 802.11 standard receiver / D. Mykhalevskiy, N. Vasyukivskiy, O. Horodetska // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies 6/9 (90), 2017. – p. 38-43.
5. Michalevskiy D. Performance evaluation of monitoring tools of electronic products by the level of low-frequency noise / D. Michalevskiy, O. Horodetska, R. Krasota // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2014. – №1. – С. 183-186.
6. Городецька О.С. Ефективна ВОСП з ОП EDFA / О. С. Городецька, В.О. Шаталюк // Конференції ВНТУ, електронні наукові видання, XLVI Науково-технічна конференція факультету інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем. – 2017. – 2 с.
7. Кулик Т. К. Особенности применения оптических линий связи / Т. К. Кулик, Д.В. Прохоров, В.В. Сумерин, А. П. Хюппенен– Лазер информ, 2001. – 315 с.

Городецька Оксана Степанівна – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця. e-mail: horodecka.os@gmail.com.

Horodetska Oksana S. – Cand. Sc. (Eng), Assistant Professor of Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia. e-mail: horodecka.os@gmail.com

ІНФОКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Здійснено короткий огляд стану електронно-компонентної бази, основних напрямків використання і метрологічного забезпечення терагерцової техніки.

Ключові слова: терагерцовий діапазон, спектроскопія середовищ, астрофізичні дослідження, радіолокація, телекомунікації, пасивні елементи, активні елементи.

Abstract

A brief review of the state of the electron-component basis, the main directions of use and metrological support of terahertz technique is made.

Keywords: terahertz range, spectroscopy of environments, astrophysical research, radar, telecommunications, passive elements, active elements.

Вступ

Терагерцовий діапазон частот електромагнітного спектра (ТГЧ-діапазон) є областю зближення електроніки та фотоніки, що істотно відрізняються як теоретичною базою, так і технікою генерації, здійснення прийому і обробки електромагнітних (ЕМ) хвиль. В основі традиційної електроніки лежать класична теорія електромагнетизму і теорія перенесення, а в основі фотоніки лежать квантомеханічні принципи взаємодії випромінювання і матерії. Такий дуалізм допускає (і передбачає) використання в ТГЧ-діапазоні гібридних пристроїв обробки сигналу, побудованих на змішуванні класичних і квантомеханічних принципів.

В даному огляді представлені деякі аспекти використання терагерцових хвиль в різних галузях науки і техніки, розглянуті сучасні активні прилади генерації та керування терагерцовим випромінюванням, а також пасивні радіоелектронні пристрої і компоненти; проведено аналіз проблем метрологічного забезпечення.

Метою роботи є вдосконалення радіоелектронних приладів і компонент ТГЧ-діапазону шляхом розвитку метрологічної бази.

Аналіз напрямків використання

ТГЧ-діапазон має специфічні властивості, що роблять його привабливим для фундаментальних і прикладних досліджень в області фізики, хімії, біології, медицини. Терагерцові хвилі перспективні для діагностики та спектроскопії різних середовищ, включаючи методи електронного парамагнітного резонансу і ядерного магнітного резонансу високої роздільної здатності, а також для створення щільної плазми та керування її параметрами.

Через малу енергію квантів терагерцове випромінювання є неіонізуючим і відносно безпечним для людини і, отже, може використовуватися для томографії та інших медичних досліджень [1]. Зокрема, так як терагерцовий квант енергії менше рентгенівського на дев'ять порядків, а зображення в Т-променях для біосередовищ є більш контрастним порівняно з ІЧ і оптичними хвилями через мале релеївське розсіювання, Т-хвилі є привабливою альтернативою рентгенівського випромінювання при проведенні діагностики живих організмів. В даний час вже запропоновані прилади для діагностики раку шкіри [2], грудей [3], контролю опікових ранових поверхонь [4], вмісту вологи біотканин [5], виявлення зубного карієсу [6].

Терагерцеві хвилі характеризуються також і лікувальним ефектом. В даний час запропоновані такі методи лікування і операційного втручання, як: NO-терапія [7], молекулярна ТГЧ-акустотерапія [8], ТГЧ-аеротерапія [2], інгаляційна ТГЧ-акустотерапія [1], термічна деструкція біотканин [3].

Висока проникаюча здатність ТГЧ-випромінювання дозволяє адаптувати його для виявлення та ідентифікації предметів, прихованих за перешкодами, що необхідно для вирішення завдань забезпечення безпеки [2]. Якщо об'єкт не містить молекул води або інших полярних речовин, сильно поглинаючих таке випромінювання, то Т-хвилі вільно проникають через об'єкт практично без втрат енергії. При цьому може спостерігатися резонансна взаємодія ЕМ-поля з окремими молекулами і молекулярними комплексами, що дозволяє не тільки виявляти, але і ідентифікувати різні середовища. Таким чином, можна виявити, наприклад, наркотики або вибухові речовини [3]. Крім того, як показали численні експериментальні дослідження, Т-промені дозволяють більш ефективно здійснювати контроль захованих під одягом небезпечних предметів і зброї [6].

В даний час ведуться інтенсивні дослідження процесів взаємодії ТГЧ-випромінювання з біологічними тканинами [2, 3], полімерами [4, 5], деревиною [6], надпровідними плівками [7], керамікою [8], метаматеріалами [3, 4]. У роботах [4-6] наведені результати теоретичних та експериментальних досліджень, присвячених передачі терагерцових сигналів в земній атмосфері і впливу опадів, випарів, диму і туману на поширення ЕМ-хвиль.

Спектроскопія речовин різного агрегатного стану є одним з найбільш перспективних напрямків використання ТГЧ-випромінювання. В роботі [1] наведені молекулярні спектри випромінювання і поглинання газів атмосферного повітря, метаболітів і забруднювачів повітря для діапазону 0,1 ... 3,39 ТГц, що представляють інтерес з точки зору екологічного моніторингу.

Завдяки розвитку методу терагерцової спектроскопії в часовій області (THz-TDS), який заснований на генерації і детектуванні когерентного ТГЧ-випромінювання за допомогою імпульсів одного і того ж лазера, стало можливим також і вивчення фізично-хімічних властивостей деяких рідин [7] і твердих матеріалів [8].

Терагерцові телескопи знаходять все більш широке застосування в астрофізичних дослідженнях фонового космічного випромінювання, для аналізу спектрів окремих зірок і галактик, астероїдів, комет, а також інших космічних об'єктів. Для цих цілей використовуються частоти: 120 ... 180 ГГц [4], 500 ГГц [5], 787 ... 950 ГГц [1]. Новітні відкриття в цій галузі були зроблені в останні роки за допомогою радіотелескопів SOFIA, CCAT, SPICA, ALMA, AMANOGAWA [2, 3]. Найбільш компактним з них можна вважати переносний телескоп, призначений для розміщення на одній з наукових станцій в Антарктиці [5].

Терагерцові прилади та пристрої успішно застосовуються в даний час у вимірювальній техніці, наприклад для дослідження субміліметрового випромінювання при пучково-плазмовій взаємодії. Зокрема, одна з таких радіометричних систем, що дозволяє реєструвати ЕМ імпульси з частотою 210 ... 530 ГГц, описана в роботі [5]. Інші застосування в цій області пов'язані з оцінкою щільності електронного потоку як функції координат і часу, а також температури в ядрі плазми [1, 5].

Терагерцеві хвилі представляють великий інтерес для радіолокаційних і телекомунікаційних систем. У більшості випадків для наземних радіоелектронних систем переваги ТГЧ-випромінювання щодо мікрохвильового і ГЧ-випромінювань проявляються на середніх і малих відстанях. Як показали результати досліджень [4, 5], загасання терагерцових сигналів досить сильно залежить від вологості атмосферного повітря і, наприклад, на частоті 400 ГГц може перевищувати 20 дБ / км при вологості 50 ... 60%. Висота і температура повітря також впливають на коефіцієнт ослаблення терагерцових хвиль.

На великих висотах вологість зменшується, збільшуючи тим самим дальність передачі сигналів. В [1] теоретично була досліджена пропускна здатність каналу зв'язку з безпілотним літальним апаратом, що знаходився на висоті 5 км на різних частотах. При розрахунках враховувалися фоновий шум і атмосферне затухання, викликане дощем. Ємність каналу визначалася із залученням теореми Шеннона-Хартлі, і було встановлено, що на частотах понад 500 ГГц ємність різко падає, і для передачі сигналів по каналах ємністю понад 10 Гбіт / с на відстані до декількох кілометрів найкраще підходить частотний діапазон 100 ... 300 ГГц.

Однією з серйозних проблем передачі інформації в ГЧ-діапазоні є спотворення фазового фронту хвилі, викликані локальними варіаціями коефіцієнта заломлення поблизу променя.

В результаті детектування такого сигналу викликає труднощі. Теоретичні прогнози, а також ряд експериментальних спостережень [4] говорять про те, що в ТГЧ-діапазоні ці проблеми не виникають.

Інша проблема в мікрохвильовому діапазоні пов'язана з розсіюванням ЕМ хвиль при віддаленні від випромінювача через дифракцію. В роботі [7] були проведені оціночні розрахунки для двох комунікаційних систем з робочими частотами 60 і 400 ГГц. Незважаючи на те, що ТГЧ-джерела поступаються за потужністю мікрохвильовим, при передачі сигналу на відстань до 2 км цей недолік був скомпенсований більш високою спрямованістю.

Оглядові роботи [1, 6, 7] присвячені детальному аналізу проблем реалізації терагерцових систем зв'язку для передачі інформації. У роботах [5-6] наведені експериментальні результати досліджень пропускної здатності і інші комунікаційні характеристики таких систем, отримані на частотах 100 ... 300 ГГц. Більшість з них характеризуються пропускною здатністю 10 ... 20 Гбіт / с, проте в роботі [7] дано обґрунтування можливості збільшення даного параметра до 100 Гбіт / с.

Нетрадиційні застосування ТГЧ-випромінювання, що з'явилися зовсім недавно, пов'язані з такими сферами, як археологія і мистецтвознавство [6].

Розвиток і впровадження ТГЧ-систем різного призначення знаходяться в прямій залежності від успіхів в області сучасної електроніки та фотоніки. Активні прилади ТГЧ-діапазону можна умовно розділити на три групи: генератори, підсилювачі і приймачі. Генератори, в свою чергу, поділяються на вакуумні лампи [6], твердотільні пристрої [4], а також лазерні та фотонні джерела. ТГЧ-джерела з високим рівнем потужності класифікуються за двома категоріями: з поперечною і поздовжньою модуляцією електронного потоку [3]. До першої категорії відносяться гіротрони і лазери на вільних електронах, а до другої - клістри з розподіленою взаємодією (КРВ), лампи біжучої хвилі (ЛБХ) і лампи зворотної хвилі (ЛЗХ). Рівні робочих потужностей для вакуумних ТГЧ-приладів варіюються від мВт до ГВт (12 порядків).

Лідерство серед потужних ТГЧ-джерел займають гіротрони, що застосовуються для розігріву плазми, термічної обробки матеріалів, радіолокації і телекомунікації [5]. Перехід до більш високих частот веде до зниження вихідної потужності джерела, що, в свою чергу, знижує ефективність застосування пристроїв ТГЧ-діапазону для деяких прикладних областей, наприклад радіолокації. Додаткові відомості про розробки ТГЧ-гіротронов можна знайти в [2].

Лідерами по створенню КРВ міліметрового і субміліметрового діапазонів є компанії CPI (Канада) і SLAC (США). До теперішнього часу розробникам з CPI вдалося досягти частоти 280 ГГц і імпульсної потужності 50 Вт [3], але наявні технології дозволяють збільшити робочі частоти до 700 ГГц [7] і імпульсної потужності 2 Вт. Серйозними проблемами на шляху подальшого розвитку терагерцових КРВ є технологічні обмеження, збільшення тепловиділення і перерозподіл електронного потоку за швидкостями [6].

Прикладом успішної реалізації терагерцових ЛЗХ може служити розробка імпульсного клінотрона потужністю до 1 кВт і частотою 300 ГГц [5]. ЛЗХ ТГЧ-діапазону знаходять застосування в сфері промислової діагностики [6] і спектроскопії [7].

Для успішної реалізації ЛБХ ТГЧ-діапазону необхідно вирішити відразу кілька проблем, пов'язаних з малими розмірами таких приладів, прецизійним позиціонуванням електронної гармати всередині системи, пошуком шляхів створення малорозмірних катодів з високою щільністю струму, забезпеченням однорідних магнітних полів високої напруженості і т.д. Ці та деякі інші проблеми конструювання терагерцових ЛБХ вирішені в роботах [7-8].

Розробки квантових каскадних лазерів, що функціонують на частотах до 1,2 і навіть до 0,6 ТГц, представлені в [5]. Фотодіодні джерела з вихідною потужністю понад 10 Вт на частоті 1 ТГц, описані в [7]. Ще один тип лазерних джерел - лазери на вільних електронах - також можуть бути успішно пристосовані для експлуатації в терагерцовому діапазоні [3].

Висновки

Очевидні переваги ТГЧ-діапазону: відсутність іонізуючого впливу, велика інформаційна ємність, здатність проникати через непрозорі об'єкти, можливість високонаправленого випромінювання і деякі інші - зумовили швидкий розвиток терагерцової техніки в усьому світі. Ці переваги визначають привабливість практичного застосування Т-хвиль для створення високошвидкісних ліній зв'язку, високоточних РЛС, здатних працювати в складній електромагнітній обстановці, систем отримання зображень з дуже високим дозволом, пристроїв дистанційного ідентифікації хімічних речовин та іншої військової техніки та цивільної техніки.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Григорьев А.Д. Мощные источники когерентного излучения терагерцового диапазона // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы Междунар. науч.-техн. конф. – Саратов, 2014. – С. 11–18.
2. BWO generators for terahertz dielectric measurements / G.A. Komandin, S.V. Chuchupal, S.P. Lebedev, Yu.G. Goncharov, A.F. Korolev, O.E. Porodinkov, I.E. Spektor, A.A. Volkov // Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 4. – P. 440–444.
3. Давидович М.В. Замедляющая система для ЛБВ терагерцового диапазона / М.В. Давидович, Н.А. Бушуев // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы Междунар. науч.-техн. конф., 2014. – Саратов, 2014. – Т. 1. – С. 299–306.
4. Электронно-оптические системы с повышенной однородностью магнитного поля для ЛБВ с ленточным пучком терагерцового диапазона / Н.А. Бушуев, Ю.А. Григорьев, А.А. Бурцев, А.Ю. Кивокурцев, Р.В. Спиридонов, П.Д. Шалаев // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы Междунар. науч.-техн. конф., 2014. – Саратов, 2014. – Т. 1. – С. 449–452.
5. Design and characterization of H-band (220-325 GHz) amplifiers in a 250-nm InP DHBT technology / K. Eriksson, S.E. Gunnarsson, V. Vassilev, H. Zirath // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 1. – P. 56–64.
6. Математическое моделирование дифракции электромагнитных волн на сеточных поляризационных структурах / С.А. Алавердян, И.Н. Кабанов, В.В. Комаров, В.П. Мещанов // Радиотехника и электроника. – 2014. – Т. 59, № 9. – С. 925–931.
7. Demonstration of the leaky wave antenna at submillimeter wavelengths / A. Neto, N. Llombart, J.A. Baselmans, A. Baryshev, S.J.C. Yates // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 1. – P. 26–32.
8. Esquius M. Sinusoidally modulated graphene leaky-wave antenna for electronic beamscanning at THz / M. Esquius, J.S. Gomez-Diaz, J. Perruisseau-Carrier // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 1. – P. 116–122.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Vasylykivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Представлені деякі аспекти використання терагерцових хвиль в різних галузях науки і техніки, розглянуті сучасні активні прилади генерації та керування терагерцовим випромінюванням, а також пасивні радіоелектронні пристрої і компоненти; проведено аналіз проблем метрологічного забезпечення.

Ключові слова: терагерцовий діапазон, спектроскопія середовищ, радіолокація, телекомунікації, пасивні елементи, активні елементи.

Abstract

Some aspects of the use of terahertz waves in various fields of science and technology are presented, modern active devices of generation and control of terahertz radiation, as well as passive electronic devices and components are considered; the analysis of problems of metrological maintenance is carried out.

Keywords: terahertz range, spectroscopy of environments, radar, telecommunications, passive elements, active elements.

Вступ

В якості приймачів терагерцового діапазону частот (ТГЧ-випромінювання) в даний час найчастіше застосовуються болометричні і діодні детектори. Появі надпровідникових болометрів (НПБ), принцип роботи яких базується на явищі електронного розігріву [5], в значній мірі сприяв прогрес в області тонкоплівкових надпровідникових технологій початку цього століття. Унікальні характеристики НПБ - висока чутливість і швидкодія до 50 нс - досягаються за рахунок сильної залежності опору в області переходу від температури і швидкої релаксації енергії в надпровідникових плівках товщиною 3-4 нм, що є базовим елементом НПБ.

Результати теоретичних досліджень даних структур представлені в [6]. В даний час на зарубіжних ринках представлені різні болометри терагерцового діапазону. Наприклад, в роботі [2], а також на сайті компанії Insight Product Company, США [1], що спеціалізується на розробці і виробництві синтезаторів, джерел, детекторів, змішувачів і помножувачів частоти міліметрового і терагерцового діапазонів, представлені технічні характеристики болометрів на гарячих електронах (hot-electron bolometers - HEBs).

До перспективних детекторів терагерцового випромінювання слід віднести також змішувачі на основі надпровідникових тунельних переходах типу НІН (надпровідник-ізолятор-надпровідник) [3], GaGe / GaAs-фотодіоди [4] і піроелектричні детектори [5].

В даному огляді представлені деякі аспекти використання терагерцових хвиль в різних галузях науки і техніки, розглянуті сучасні активні прилади генерації та керування терагерцовим випромінюванням, а також пасивні радіоелектронні пристрої і компоненти; проведено аналіз проблем метрологічного забезпечення.

Метою роботи є вдосконалення радіоелектронних приладів і компонент ТГЧ-діапазону шляхом розвитку метрологічної бази.

Огляд напрямків використання

Досить детальний огляд літератури щодо застосування різних напівпровідникових ТГЧ-пристроїв наведено в [7]. Одну групу таких пристроїв формують частотні помножувачі на діодах Шотткі на основі GaAs. В [6] була запропонована нова модель діода Шотткі, адаптованого для роботи в терагерцовому діапазоні.

Досягнення в розвитку методів розрахунку і технології виготовлення частотних помножувачів на планарних діодах Шотткі з GaAs, дали можливість виготовляти пристрої з вихідними потужностями

до декількох сот мікروات на частотах аж до 2,7 ТГц [4]. В даний час в області твердотільної електроніки терагерцового діапазону спостерігається дуже швидкий прогрес по створенню більш ефективних і дешевих джерел. З цією метою успішно застосовуються, зокрема, біполярні транзистори на гетеропереходах, транзистори з високою рухливістю електронів, генератори на діодах Ганна з частотами 400 ... 500 ГГц, тунельні діоди з частотою 1,04 ТГц [1].

Твердотільні інтегральні підсилювачі з вихідною потужністю до 10 мВт широко застосовуються в різних системах терагерцового діапазону з робочими частотами до 700 ГГц [2]. У деяких з них використовуються метаморфні транзистори з високою рухливістю електронів (МНЕМТ) [3], інші базуються на технології застосування гетероструктурних транзисторів (InP DHBT) [4]. Більшість розробок, представлених в [2], знаходяться на стадії лабораторних випробувань і не досягають частот понад 1 ТГц.

Для передачі ЕМ-сигналів і енергії в ТГЧ-пристроях в даний час застосовуються різні хвильоводні структури, в тому числі коаксіальні лінії, фотонно-кристалічні, діелектричні і металеві хвильоводи з полімерними плівками. Використання звичайних мікрохвильових коаксіальних ліній і діелектричних хвильоводів ближнього інфрачервоного діапазону малоефективно через високі втрати в металі або діелектрику. За останні роки в цій галузі вдалося добитися зниження втрат з 100 до 1 дБ / км для ТГЧ-хвиль [1, 2]. Кілька модифікацій таких хвильоводів детально проаналізовано в огляді [5], де також представлена конструкція круглого металевого хвильоводу з тонкою полімерною плівкою на внутрішній поверхні стінки хвильоводу. В такому хвильоводі поширюється основна хвиля гібридного типу HE_{11} , а ширина смуги пропускання досягає 1 ТГц. На частоті 2,5 ТГц ослаблення становить менше 1 дБ / м.

Ще одна лінія передачі (чотирьохшаровий металодіелектричний круглий хвильовід) була досліджена в [6] на частоті 1 ТГц. Хвильовід складається з двох шарів діелектрика з показником заломлення $n = 3,42$, між якими розташовується мідна плівка товщиною 50 ... 500 нм. Товщина зовнішнього шару діелектрика становить 1 мм, діаметр осердя 1 ... 20 мм. Простір між захисною металевою оболонкою і шаром діелектрика заповнений повітрям.

Поляризаційні пристрої різного типу знаходять широке застосування в засобах зв'язку і радіолокації мікрохвильового, міліметрового і терагерцового діапазонів частот. Одною з різновидів таких пристроїв є сіткові поляризатори (СП), призначені для керування параметрами лінійно поляризованих ЕМ-сигналів. Докладний порівняльний аналіз таких пристроїв зроблений в [1].

Терагерцові СП можуть бути також виготовлені за технологією LIGA [7], методом фотолітографії на полімерній основі [7], за допомогою нанодруку [1, 2] і на основі натягнутих дротяних перемичок круглої форми [6]. Як правило, такі пристрої використовуються в лабораторних умовах, наприклад для вивчення фонового космічного випромінювання [4] або для вимірювання спектра потужності випромінювання з плазми [2]. У ряді випадків в ТГЧ-діапазоні проявляються маловивчені фізичні ефекти, як, наприклад, аномальні резонанси, для пояснення яких залучається теорія плазмонів [3, 4].

Одномірні періодичні структури (металеві решітки), на базі яких створюються СП, також успішно застосовуються і для фільтрації сигналів [5]. Решітки, виконані на основі графену, виконують функції поглиначів Т-хвиль [6].

Двовимірні метаматеріали, які отримали також назву частотно-селективні поверхні (ЧСП), знаходять все більш широке поширення в терагерцовій техніці в якості фільтрів [7], поглиначів [1], модуляторів [2], антен [3] і т.д. ЧСП є планарними періодичними системами з елементами розсіювання (ЕР), виконаними або у вигляді отворів в екранах [7], або у вигляді ділянок металізації на діелектричній підложці [3].

Електродинамічні характеристики ЧСП залежать від розмірів окремих ЕР, їх періодичності, товщини металевих і діелектричних шарів, електрофізичних властивостей матеріалів.

В роботі [4] були проведені дослідження ЧСП з хрестоподібними ЕР, створені за допомогою фотолітографічної технології нанесення золотих і свинцевих плівок на підложку. Дослідження проводилися в діапазоні 1,5 ... 3 ТГц для металевих плівок різної товщини при різних температурах.

Двошарові ЧСП з хрестоподібними ЕР у вигляді золотої фольги товщиною 100 нм на скляній основі були розглянуті в роботі [3]. Експериментальні дослідження і чисельне моделювання таких структур наводилися для частотного діапазону 0,2 ... 0,8 ТГц при товщині діелектричної підложки 150 мкм. Отримані результати дозволили [5] розробити каскадний смуговий фільтр з центральною частотою 0,48 ТГц.

Важливим елементом багатьох систем ТГЧ-діапазону є приймально-передавальні антени різних типів (друковані та фотопровідні) [6]. Фотопровідні антени (ФА) зазвичай виконуються на базі копланарної полоскової структури. Перша з них має резонансну частоту 100 ГГц [3]. Ширина внутрішнього провідника копланарної лінії становить 0,06 мм при ширині самої лінії 0,1 мм. У конструкції антени використані гетероструктурний діод і силіконова підложка. Друга конструкція [7] призначена для роботи в широкому частотному інтервалі, включаючи частоту 125 ГГц.

В останні роки було запропоновано досить багато оригінальних конструкцій антен ТГЧ-діапазону. Зокрема, в роботі [1] представлена планарна антенна решітка з елементами для детектування слабких сигналів в діапазоні 1,89 ... 14,64 ТГц. Лінзова антена для решітки з робочою частотою 550 ГГц і технологія її виготовлення описані в [4]. Ще одна лінзова антена, але на цей раз впливають хвиль, інтегрована на одній підкладці зі надпровідним детектором для діапазону 0,15 ... 1,5 ТГц, була розроблена в роботі [4]. Терагерцова антена впливають хвиль може бути реалізована, наприклад, із залученням такого нового конструкційного матеріалу, як графен. Саме така конструкція була запропонована в [1] для електронно-променевого сканування в ТГЧ-діапазоні. Нарешті, в роботі [3] була розглянута спіральна антена, виконана на композитній підкладці діелектрик-напівпровідник з поліпшеними порівняно з аналогами електродинамічними характеристиками. Докладний аналіз рупорних ТГЧ-антен можна знайти в [4].

Розвиток сучасних мікромашин (MEMS) технологій виготовлення мікромініатюрних пристроїв міліметрового та терагерцового діапазонів дозволяють виготовляти досить складні вузли та елементи. Прикладом таких пристроїв може служити змішувач субгармонік з робочою частотою 500 ГГц, описаний в [2]. Апаратура вхідного волноводного елемента даного змішувача становить 800×400 мкм [5]. Конструкції аналогічних змішувачів ТГЧ-діапазону представлені в [7].

Останні досягнення в області MEMS-технологій дозволяють реалізовувати коаксіальні хвилеведучі лінії з Т-хвилею, габаритні розміри яких становлять від 50 до 800 мкм [4].

Для них характерна надмала дисперсія основної хвилі до частот порядку 400 ... 500 ГГц, в залежності від розміру і хвильового опору лінії, і низькі втрати (0,1 дБ / см на частоті 50 ГГц) [1]. За рахунок шорсткості центрального провідника і скінефекта втрати можуть зростати до 0,22 дБ / см в W-діапазоні при середньквдратичном значенні шорсткості 0,1 мкм.

До теперішнього часу вже створені і пройшли експериментальну апробацію такі пасивні компоненти ТГЧ-техніки, як атенюатори [5], кільцеві резонатори для лазерних джерел [5], хвильові фільтри [2], що уповільнюють системи для ЛБХ [3], поляризаційні перетворювачі [4], переходи [6], модулятори [1].

У зв'язку з тим, що комерційне освоєння терагерцового діапазону тільки почалося і терагерцова метрологія, включаючи методи вимірювань і контрольно-вимірювальну апаратуру, знаходиться на ранній стадії розвитку, метрологічна інфраструктура нормативно-технічна документація, методологія, служби атестації та калібрування вимірювальних приладів - також тільки починають розвиватися, причому ряд зарубіжних фірм роблять спроби розширити стандарти і норми НВЧ і оптичного діапазонів на терагерцовий діапазон спектра.

Необхідно відзначити, що в даний час номенклатура серійно випускаємої контрольно-вимірювальної апаратури обмежена. Докладний огляд метрологічного забезпечення та електронно-компонентної бази вимірювальної техніки ТГЧ-діапазону зроблений в роботах [1, 2, 6].

Вимірювання потужності є одним з основних типів вимірювань в терагерцевому діапазоні частот. Це пов'язано, зокрема, з необхідністю розробки та калібрування генераторів. Вимірювач абсолютної терагерцової потужності, що випускається фірмою Thomas Keating Ltd., складається з двох компонентів: вимірювальної головки і блоку обробки сигналу на базі модуля збору даних USB-6211 фірми National Instrument [2]. Він призначений для вимірювання потужності терагерцової ЕМ-хвилі в відкритому просторі. Прилад забезпечує точність 10% при еквівалентній шумовій потужності близько 5 мкВт / Гц^{1/2}. Діапазон робочих частот - від 30 ГГц до 3 ТГц і вище. Вимірювальна головка являє собою фотоакустичний детектор. Калібрування здійснюється в програмно-керованому режимі шляхом нагрівання тонкої металевої плівки.

Вимірювання S-параметрів в ТГЧ-діапазоні частот проводяться, як правило, за допомогою векторних аналізаторів схем міліметрового діапазону. Ряд компаній, що спеціалізуються на виробництві векторних аналізаторів схем, активно просувають свою продукцію від 110 ГГц вгору по діапазону [2]. Серед них фірми Agilent Technologies, Inc., Rohde & Schwarz, OML, Inc., Virginia Diodes, Inc. та ін.

В роботі [6] описана схема для проведення вимірювань фазових шумів ТГЧ-сигналів з верхньою межею частотного діапазону 670 ГГц. Нова методика безконтактного вимірювання параметрів матриці розсіювання довільного ТГЧ-багатополюсника описана в [2]. Питанням калібрування вимірювальних систем для аналізу хвильоводних елементів присвячені роботи [3-5]. Прямі вимірювання впливу шорсткості на електропровідність пасивних ТГЧ-елементів були зроблені в [6].

Великий інтерес для вивчення процесів взаємодії Т-хвиль з різними середовищами представляють дані про магнітні і діелектричні властивості цих середовищ. Для проведення експериментальних досліджень різних речовин методом дисперсійної Фур'є-спектроскопії в роботі [7] були розроблені комплект квазіоптичних вузлів з п'єзоелектричним управлінням і вимірювальна схема для діапазону частот 0,1 ... 3 ТГц. Методом терагерцової спектроскопії в часовій області в [6] були досліджені величини коефіцієнтів заломлення і поглинання зразків мальтози.

Вода грає найважливішу роль на процеси взаємодії. В [1] розроблено математичну модель для розрахунку комплексної діелектричної проникності води для різних значень її солоності (s , ‰). Для $s = 0$ ‰ модель справедлива в широкому діапазоні частот аж до 500 ГГц і температур $-20 \dots + 40$ °С. Ця модель добре узгоджується з експериментальними даними, встановленими в [7] для субміліметрового діапазону.

Висновки

Наведений огляд свідчить про значні успіхи, досягнуті в даний час в області розробки терагерцових технологій, і швидкому розвитку електронної компонентної бази ТГЧ-діапазону. Подальше вдосконалення радіоелектронних приладів і компонент ТГЧ-діапазону вимагає розвитку метрологічної бази, включаючи розробку нормативно технічної документації, стандартів, методів і методик вимірювання параметрів терагерцовий ЕКБ, необхідного контрольно-вимірювального обладнання. При цьому процеси виготовлення і виробництва терагерцових компонентів часто залишаються складними і трудомісткими, внаслідок чого їх вартість залишається вкрай високою.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Development of a wideband compact orthodome transducer for the 180-270 GHz band / C.A. Leal-Sevillano, T.J. Reck, G. Chattopadhyay, J.A. Ruiz-Cruz, J.R. Montejeo-Garani, J.M. Rebollar // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 5. – P. 634–637.
2. Grossman E.N. Non-imaging Winston cone concentrators for submillimeter-wave, overmoded waveguide / E.N. Grossman, O.D. Friedman, A.O. Nelson // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 1. – P. 65–74.
3. Moallem M. A broadband, micromachined rectangular waveguide to cavity-backed coplanar waveguide transition using impedance-taper technique / M. Moallem, J. East, K. Sarabandi // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 1. – P. 49–55.
4. Rahm M. THz wave modulators: a brief review on different modulation techniques / M. Rahm, J.-S. Li, W.J. Padilla // Journal of Infrared, Millimeter Wave and Terahertz Waves. – 2013. – Vol. 34. – P. 1–27.
5. Moallem M. A non-contact submillimeter wave S-parameters measurement technique for multiport micromachined devices / M. Moallem, K. Sarabandi // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 3. – P. 338–346.
6. Measurement of silicon micromachined waveguide components at 500-750 GHz / T.J. Reck, C. Jung-Kubiak, J. Gill, G. Chattopadhyay // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 1. – P. 33–48.
7. Yang B.B. Theoretical and empirical evaluation of surface roughness effects on conductivity in the terahertz regime / B.B. Yang, M.P. Kirley, J.H. Booske // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 3. – P. 368–375.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Vasylkivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

**О. В. СТАЛЬЧЕНКО
М. В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ
Ю. Ю. ЮРЧЕНКО
В. С. КОШЕЛЮК**

ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ СТАНДАРТУ LTE НА ОСНОВІ МОДУЛЯЦІЇ ВИСОКИХ ПОРЯДКІВ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуто методику розрахунку параметрів сигналів з підвищеною завадостійкістю на базі алгоритму визначення оптимальних значень сигналу OFDM.

Ключові слова: LTE, сигнальні сузір'я, модуляція високих порядків, OFDM, багатопозиційні сигнали, NAR.

Abstract

The method of calculating signal parameters with increased noise immunity is developed on the basis of algorithm for determining optimal values of OFDM signal.

Keywords: LTE, signals constellations, high orders modulation, OFDM, multi-position signals, NAR.

Вступ

Сучасний розвиток мобільних технологій дозволяє обробляти все більші об'єми інформації тим самим відкриваючи для користувача мобільного пристрою (смартфона, планшета, нетбука) нові можливості навчання, ведення бізнесу або маніпуляції з різними видами мультимедійних даних.

Найближчим часом технічні рішення, які забезпечать плавний перехід до мереж мобільного зв'язку 5-го покоління (5G), допоможуть операторам мобільного зв'язку задовольнити швидкозростаючий попит на мобільні сервіси.

Мобільний зв'язок 4G (LTE) розвиває ідеї та технології, які вже застосовуються в стандартах 3G. Проте з розвитком цих технологій знайшла своє втілення і низка оригінальних ідей.

Головна відмінність технологій 4G від технологій попередніх поколінь полягає в тому, що швидкість передавання даних від базової станції перевищує 100 Мбіт/с. Приклад ефективного співіснування мереж 3G із мережами стільникового зв'язку 2G, що забезпечило створення інтегрованих мереж, дав поштовх до гармонійного співіснування систем LTE із системами попередніх поколінь. Так, багатомодові пристрої здатні працювати як у мережах LTE, так і в мережах 3G, або мати набір режимів залежно від кон'юнктури ринку. Завдяки стандарту LTE з'явилась нова технологічна платформа радіозв'язку, яка дозволяє операторам досягати вищої пікової пропускної здатності, використовуючи для цього набагато ширші смуги пропускання.

Важливим завданням є оптимізація параметрів системи LTE і, отже, визначення найкращих параметрів за вибраним вектором критеріїв. Тому тематика роботи є актуальною.

Метою роботи є дослідження оптимального прийому багатопозиційних сигналів технології LTE на базі модуляції високих порядків, здатної суттєво покращити показники ефективності систем передачі інформації.

Основна частина

Головна мета LTE полягає в забезпеченні абонентів послугами радіодоступу надзвичайно високої продуктивності з одночасним гарантуванням повної мобільності абонента під час його пересування зі швидкістю автомобіля. Забезпечення можливості передачі даних за швидкостями більше ніж 1

Гбіт/с з організацією завадозахищеності каналу зв'язку на базі технології OFDM. Згідно з концепцією подальшого розвитку радіотехнологій незабаром оператори зможуть легко переводити свої мережі та своїх користувачів на стандарт LTE. По суті, стандарт LTE є черговим етапом еволюційного розвитку стільникової технології, що бере свій початок від GSM і має такі ключові пункти як EDGE, UMTS і HSPA.

Рішенню завдання оптимального прийому багатопозиційних сигналів технології LTE присвячено багато робіт українських та закордонних вчених.

Створення методів побудови сталих телекомунікаційних мереж пов'язано з роботами таких вчених, як Варакін Л.Є., Вітербі Е.Д., Лазарев В.Г., Аріпов М.Н., Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Нетес В.А., Якубайтіс Е.А., Козелков С.В., Фінк Л.М., Куо Ф.Ф., Бертсекас Д.В., Галлагер Р., Захаров Г.П., Батіщев Д.І., Поспелов Г.С., Шеннон К., Шнепс М.А., Блек Ю., Девід Е., Болгер Дж. та інші [1-3].

Зважаючи на вищенаведене, актуальним питанням є розробка методики оптимального прийому багатопозиційних сигналів технології LTE на базі модуляції високих порядків для вирішення тематичних завдань, що є перспективним, важливим і економічно обґрунтованим напрямом розвитку науки і техніки на сучасному етапі.

Обмежені можливості традиційних мереж не відповідають вимогам сьогодення, є стримуючим чинником на шляху впровадження інноваційних інфокомунікаційних послуг. Зокрема, систем доступу на базі LTE, актуальної технології OFDM та її різноманітних модифікацій, що є відмінним рішенням для архітектур сучасних мереж, які працюють в умовах мегаполісу. На сьогодні ще недостатньо досліджено сигнали широкосмугових систем зв'язку, що мають практичний зміст і враховують багатоваріантний розвиток засобів та сучасних технологій.

Задача вибору оптимального багатопозиційного сигналу для побудови ефективного цифрового каналу передачі інформації (ЦКПІ) складається з задач двох типів. Першим з них є розгляд можливості застосування каналів передачі інформації користувачів мережі в якості ЦКПІ. Такий тип задач вирішується шляхом вибору такого каналу (з уже відомими інформаційними і ймовірністними характеристиками), що відповідає вимогам до ЦКПІ найбільшою мірою. Другим типом задач побудови ефективного ЦКПІ є розробка спеціальних каналів. Цей тип задач, у свою чергу, поділяється на дві групи: до першої групи належать задачі створення спеціального ЦКПІ в іншому цифровому каналі, (що зводиться до підвищення завадостійкості за рахунок пропускну здатності каналу і вибору оптимального сигнального сузір'я, у якому створюється ЦКПІ), до другої групи належать задачі створення спеціального ЦКПІ на основі аналогового каналу. Для мережі управління мережами зв'язку України задача є актуальною внаслідок розповсюдження мереж диспетчерського зв'язку, що базуються здебільшого на аналогових принципах і відрізняються низьким рівнем стандартизації.

На відміну від стандартизованих, здебільшого, дискретних значень параметрів цифрових каналів, характеристики аналогових каналів визначаються середовищем передачі (металевий кабель, НВЧ хвилевід, радіо) і мають безперервний характер. Це приводить до необхідності застосування механізмів оптимізації в тих випадках, де при розгляді цифрових каналів використовувався вибір найбільш придатного з дискретного ряду стандартних значень якого-небудь параметра.

Застосовуваний у даний час для демодуляції групового сигналу OFDM метод швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [3] забезпечує лінійність перетворень сигналу і порівняно мале число операцій з його обробки. Однак, метод ШПФ не виключає необхідності підстроювання фаз сигналів підканалів, а кількаразові операції «множення-додавання» відліків сигналу зменшують точність обробки. Крім того, модульне нарощування демодулятора шляхом додавання нових частотних підканалів при використанні ШПФ ускладнено.

Тому розробка універсального квазікогерентного алгоритму демодуляції OFDM сигналів, що не має перерахованих вище недоліків є актуальною.

Метою розробки є синтез алгоритму для підвищення надійності зв'язку під час передавання особливо цінної інформації сигналами OFDMA в умовах граничних низьких відношень сигнал-шум багаточастотної системи радіозв'язку та забезпечення необхідної якості приймання.

У відомих методах і методиках [1-3] на основі оцінювання передавальної характеристики каналу зв'язку розподіл підносійних за підканалами, так само як і число підносійних на один підканал, здійснюється тільки з використанням поточного відношення сигнал-шум в порядку зменшення відношення сигнал-шум. У пропонованому вдосконаленому методі визначення оптимального значення частотного рознесення в групі підносійних знаходять на основі аналізу вимірних значень

частотного і часового розсіювання в радіоканалі і заданої множини розрахункових значень відповідності значень частотного і часового розсіювання в радіоканалі, найбільш близьких до знайдених частотних рознесення в групах підносійних, яким за фіксованих умов в каналі відповідає мінімальне відношення сигнал/завада для відповідних видів модуляції. Провівши такі імітаційні вимірювання для всіляких сигнальних конструкцій, використовуваних в багатопроменовому каналі зв'язку, і маючи дані про частотне і часове розсіювання, отримані за наслідками практичних вимірювань, наприклад як в [1], можна, не змінюючи швидкості передавання, працювати в ширших межах частотного і часового розсіювання в порівнянні з можливостями використання пристроїв з фіксованими параметрами. Це обумовлено тим, що інтегрована характеристична поверхня пристрою, який використовує цей вид адаптації за частотним рознесенням між підносійними, займає в декілька разів більшу площу, чим характеристична поверхня пристрою прототипу. Вибір оптимальної робочої групи підносійних з відповідним частотним рознесенням можна здійснити генетичним методом, приклад розробленого алгоритму на основі якого описано в [2].

Висновки

Сукупність досягнутих наукових результатів, отриманих під час проведення дослідження, дозволила вирішити наукове завдання з розробки методики оптимального прийому багатопозиційних сигналів технології LTE на базі модуляції високих порядків.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Мельник А.М. Гетерогенні мережі – поєднання 3G та WLAN / А.М. Мельник, С.І. Мешков, Г.С. Срочинська // Світ інформатизації та телекомунікацій – 2013: X Міжнародна науково-технічна конференція студентства і молоді, квітень 2013. – К., 2013. – С.24.
2. Карташевский В.Г. Оценка импульсной характеристики канала в условиях многолучевого распространения сигналов в беспроводных системах связи нового поколения: методическое пособие. Волгоградский государственный университет. – Волгоград, 2013. –51 с.
3. Сайко В.Г. Оцінка впливу глибини завмирань сигналу на завадостійкість OFDM-систем радіозв'язку в умовах багатопроменового поширення // Зв'язок. – 2011. -- № 1, с. 29-33.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Стальченко Олександр Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Кошеляк Владислав Сергійович — студент групи ТКП-15Б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Юрченко Юрій Юрійович — студент групи ТКР-16Б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Vasylykivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Stalchenko, Oleksandr V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Koshelyuk Vladislav S. — The student group TKP-15B, the faculty of Infocommunications, electronics and nano-systems, Vinnytsia national technical University, Vinnytsia.

Yurchenko Yuri Y. — The student group TKR-16B, the faculty of Infocommunications, electronics and nano-systems, Vinnytsia national technical University, Vinnytsia.

С. Т. Барась¹
 А. С. Луцишин¹
 В. В. Шевчук¹

ТЕХНОЛОГІЯ OFDM З ДОДАТКОВИМИ ОРТОГОНАЛЬНИМИ ПІДНЕСУЩИМИ

Вінницький національний технічний університет

Анотація:

На основі існуючої технології OFDM вводяться додаткові піднесущі на вже задіяних частотах, ортогональність яких забезпечується у процесі формування модульованого сигналу вибором спеціальних кодових комбінацій. За рахунок цього, а також збільшення швидкості передачі інформації через можливість використання суттєво коротших символів на введених піднесущих зростає спектральна ефективність каналів передачі.

Ключові слова: технологія OFDM, ортогональність піднесущих, символна швидкість.

Abstract

For the existing OFDM technology, additional subcarriers are introduced on frequencies that have already used. The orthogonality of these frequencies is provided in the process of forming a modulated signal by selecting special code combinations. Because of it and increasing of the transmission speed the spectral efficiency of transmission channels increases.

Keywords: OFDM technology, subcarrier orthogonality, symbolic speed.

Вступ

Технологія ортогонального частотного розділення з мультиплексуванням (OFDM) базується на тому, що передача інформації здійснюється паралельними каналами з використанням великої кількості ортогональних піднесущих [1]. Вона застосовується в системах широкосмугового радіодоступу останніх поколінь (4G, LTE, 5G), забезпечуючи високу спектральну ефективність. Сумарна швидкість передачі інформації для технології OFDM визначається за формулою:

$$V_c = \sum_{i=0}^N V_i, \quad (1)$$

де V_i – швидкість передачі інформації в i -му каналі, N – загальна кількість каналів.

З формули (1) видно, що для збільшення сумарної швидкості передачі інформації необхідно збільшувати кількість каналів N та/або швидкість передачі у кожному каналі V_i . Дана робота має на меті проведення аналізу можливості використання обох цих напрямків, що в кінцевому випадку забезпечить збільшення спектральної ефективності каналів передачі.

Основна частина

Відомо, що ортогональними вважаються сигнали, скалярний добуток яких дорівнює нулю [2]. Скалярний добуток синусоїдальних піднесущих $s_i(t)$ та $s_n(t)$ визначається як інтеграл на інтервалі T :

$$(s_i, s_n) = \int_0^T \sin 2\pi f_i t \cdot \sin 2\pi f_n t, \quad (2)$$

Очевидно, існує взаємозв'язок між значеннями частот піднесущих f_i та f_n і тривалістю інтервалу T , коли скалярний добуток стає рівним нулю. З одного боку інтервал T однозначно прив'язаний до фундаментальної частоти для обох піднесущих, а з іншого – він визначає мінімально можливу тривалість символу (модульованого сигналу) в ортогональних каналах, а отже і символну швидкість. Чим ближчі значення частот піднесущих f_i та f_n , тим більша тривалість символу і менша символна швидкість.

Згідно з теорією сигналів кут між векторами ортогональних сигналів є прямим, тому $\cos\varphi = \cos 90^\circ = 0$. Отже, ортогональність синусоїдальної та косинусоїдальної функцій є очевидною. Привабливість цього висновку у тому, що ортогональність таких функцій проявляється на одній частоті і на часовому інтервалі, який є кратним періоду функції. Тому можна використовувати пару піднесущих на тих частотах, на яких кодові комбінації первинного цифрового сигналу створюють для вибраного типу багатопозиційної модуляції зсув фази 90° . Іншими словами, такі дві комбінації бітів можуть передаватися з використанням однієї частоти, що слід трактувати як створення додаткового каналу без розширення частотного ресурсу.

Зважаючи на те, що ортогональність одночастотних піднесущих має місце на значно коротших часових інтервалах, ніж ортогональність різночастотних піднесущих, можна використати суттєво менші тривалості символів, отже збільшити символну швидкість у таких каналах. Це означає пряме збільшення швидкості передачі інформації в i -му каналі V_i .

Технологія OFDM використовує процедуру мультиплексування для перетворення послідовного первинного цифрового коду в сукупність N паралельних кодових комбінацій, що модулюють відповідні піднесущі. Запропонований у даній роботі підхід вимагає при створенні сигналів передачі формувати пари таких кодових комбінацій, які б створювали на одній частоті ортогональні сигнали, маючи фазовий зсув 90° . Кількість таких пар є перманентною, тому збільшення спектральної ефективності цілком залежатиме від структури початкового цифрового сигналу.

Висновки

Запропоновано формування додаткових ортогональних каналів у межах існуючого частотного ресурсу технології OFDM. Установлена можливість використання для цієї мети пари піднесущих на одній частоті, якщо для вибраного типу багатопозиційної модуляції буде забезпечений зсув фаз 90° .

Показано, що для ортогональних одночастотних піднесущих можна застосовувати значно коротші символи, тобто досягти більшої символної швидкості. Наслідком цього є збільшення швидкості передачі інформації у таких каналах. Зазначені обидва напрямки – введення додаткових ортогональних піднесущих і збільшення символної швидкості у цих каналах – приводять до збільшення спектральної ефективності каналів передачі.

Зазначається, що кількість пар ортогональних піднесущих, які безпосередньо визначають спектральну ефективність цілком залежить від структури початкового цифрового сигналу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. В. М. Вишнеvский, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович – Широкополосные беспроводные сети передачи информации. Москва. Техносфера. – 2005. – 592 с.
2. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1988 – 448 с.: ил.

Барась Святослав Тадіонович – канд. техн. наук, професор кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: barasst03@gmail.com.

Луцишин Андрій Станіславович – ст. групи ТКП-15, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, e-mail: tkp15b.lutsyshyn@gmail.com

Шевчук В'ячеслав Валерійович – ст. групи ТКП-15, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, e-mail: shevchuk5343@gmail.com.

Baras Sviatoslav T. – candidate. Sc., professor of telecommunication systems and television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: barasst03@gmail.com.

Lutsyshyn Andriy S. – group TKP-15b, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail : tkp15b.lutsyshyn@gmail.com.

Shevchuk Vyacheslav V. – group TKP-15b, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: shevchuk5343@gmail.com.

ВИКОРИСТАННЯ РОЗПОДІЛЕНИХ ТРАНСПОРТНИХ РАДІОМЕРЕЖ ДЛЯ ПОБУДОВИ МЕРЕЖІ LTE

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуто головні технічні аспекти побудови та проблеми впровадження мереж зв'язку 4G та використання терагерцового діапазону в транспортних мережах нового покоління.

Ключові слова: LTE, мережа стільникового зв'язку 4G.

Abstract

The main technical aspects of the construction and problems of the introduction of 4G networks and the use of the terahertz range in the new generation of transport networks are considered.

Keywords: LTE, 4G cellular network.

Вступ

Сьогодні, в Україні є актуальним перехід від мереж 3G до мереж LTE, що надасть можливість операторам задовольнити потреби користувачів та забезпечить доступ до високошвидкісного інтернету. Для цього використовують макростільники і міські стільники, що є ефективним в умовах щільної міської забудови, проте це призвело до низки питань, пов'язаних із транспортуванням трафіку.

Мета роботи – опис інноваційного способу транспортування трафіку при побудові мереж 4G із використанням розподілених транспортних радіомереж терагерцового діапазону.

Основна частина

Як відомо, стандарти мобільного зв'язку 4G розвивають ідеї та технології стандартів попереднього покоління 3G. Головна відмінність технологій 4G від технологій попередніх поколінь полягає в тому, що швидкість передачі даних від базової станції до мобільної перевищує 100 Мбіт/с [1]. При цьому, існує лише одна альтернатива технології LTE-Advanced це нові версії технології WIMAX. Але, все одно, більшість операторів надають перевагу саме LTE/LTE-Advanced, причиною цього є гармонійне співіснування системи LTE із системами попередніх поколінь – другого та третього.

Сучасні мобільні телефони та смартфони здатні працювати як у мережах LTE, так і в мережах третього, або мати набір режимів LTE/3G/2G. Головна мета системи LTE полягає в забезпеченні абонентів послугами радіодоступу із високою продуктивності з одночасним гарантуванням повної мобільності користувача у випадку, коли він рухається зі швидкістю автомобіля. Таким чином, LTE є черговим етапом еволюційного розвитку технології мобільного зв'язку, що бере початок від GSM і характеризується такі ключові пункти, як EDGE, UMTS, HSPA. Окрім того, архітектура мережі LTE/LTE-Advanced повністю відповідає архітектурі IP- мережі і також забезпечує голосовий зв'язок в режимі пакетної комутації.

Оператори, що розгортають мережі LTE, активно під'єднують базові станції згідно з IP-технологією. Відбувається заміна RPL на ВОЛЗ та перехід від TDM-каналів до Ethernet-каналів, що дозволяє ефективніше використовувати смугу пропускання транспортної мережі. Завдяки активному розвитку мережі LTE зростає ринок устаткування міліметрових хвиль у сегменті макро- та мікро- стільників.

В Україні для роботи систем безпроводового зв'язку виділено окремі смуги частот у діапазоні від 60 МГц до 95 ГГц. Постановою кабінету Міністрів України від 05.09.2012 р. №838 до Плану використання радіочастотного ресурсу України внесено радіотехнологію радіорелейного зв'язку в діапазонах частот 94,1...100; 102...105; 106,5...109,5; 111,8...113; 130...134; 141...148,5 ГГц, тобто в терагерцовому діапазоні.

Найбільш актуальним напрямком розвитку послуг із використанням систем зв'язку фіксованого полягає в їх застосуванні у транспортних мережах, що належать інфраструктурі мобільного зв'язку. Транспортні мережі активно розвиваються через зростання обсягу даних, які необхідних для передачі таких мережах. При цьому розвиток мереж мобільного зв'язку зумовив збільшення числа РРЛ в багатьох частотних діапазонах.

Макростільники можна об'єднати разом із мікро-, піко-, фемто- стільниками, що знаходяться у зоні дії цих макростільників. Малі стільники покривають місця з вищою щільністю абонентів на території макростільника, таким чином пропускна здатність усієї мережі підвищується. В той же час, макростільники покривають місця з нижчою щільністю абонентів, при цьому застосовується при цьому вища потужність передавачів, радіус покриття збільшується до 10 км. Таке поєднання стільників приводить до зменшення числа процедур передачі обслуговування при високій швидкості переміщення мобільних абонентів між малими стільниками завдяки агрегації трафіку від багатьох абонентів малих стільників для подальшого передавання в мережу комутації за допомогою транспортної мережі із використанням радіорелейної системи терагерцового діапазону.

Висновки

Через активний розвиток мереж технології LTE можна спрогнозувати зростання ринку устаткування терагерцових хвиль у сегментах макро-, мікро-, піко- і фемто- стільників. Наразі постає завдання створення ефективних та доступних за вартістю апаратних засобів, які працюють на частотах терагерцового діапазону. Один із варіантів досягнення терагерцових частот – це в перемноження робочих частот за схемами міліметрового діапазону. Недоліком цього методу є те, що він обмежує не тільки вихідну потужність приладів, а й відношення сигнал/шум. Також, відповідне обладнання є досить габаритним, що перешкоджає широкому освоєнню хвиль терагерцового діапазону.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Сайко В.Г. Системи бездротового цифрового радіозв'язку нового покоління: монографія/ В.Г.Сайко – К: ПП «Золоті ворота», 2011 р – 300с.

Щепанівський Віталій Юрійович – студент групи АРЗ-18м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: vectorman017@gmail.com

Семенова Олена Олександрівна – к.т.н., доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: Semenovaolena@yahoo.com

Shchepanivskyi Vitaliy Yu. – group ARZ-18m, the Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: vectorman017@gmail.com

Semenova Olena O. – Cand. Sc. (Eng), Associate professor at the Department of Telecommunication systems and television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: Semenovaolena@yahoo.com

МЕТОДИ ОПТИМІЗАЦІЇ МЕРЕЖ 3G

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуто існуючі на сьогоднішній день методи оптимізації мереж мобільного зв'язку 3G.

Ключові слова: оптимізація, мобільний зв'язок, мережі мобільного зв'язку, моніторинг, аналіз.

Abstract

The existing methods for optimizing 3G mobile networks are considered.

Keywords: optimization, mobile communication, mobile networks, monitoring, analysis.

Вступ

Сучасний розвиток мобільного зв'язку характеризується значним зростанням споживчого попиту на різні види бездротових мультимедійних послуг: тестові повідомлення, передача даних, відео, електронна пошта, Інтернет та ін. Підвищені вимоги до швидкості передачі мультимедійної інформації і до пропускної здатності систем мобільного зв'язку зумовлюють стрімкий прогрес у розвитку відповідних телекомунікаційних технологій, які є основою систем мобільного зв'язку нових поколінь. В таких умовах модернізація існуючих систем мобільного зв'язку є однією з актуальних проблем впровадження телекомунікаційних технологій нових поколінь.

Основна частина

Оптимізація стільникових мереж мобільного зв'язку виконується після запуску готової мережі на підставі даних, отриманих в результаті верифікації та моніторингу діючої мережі [1]. Оптимізація мережі передбачає аналіз даних верифікації (перевірки відповідності результатів планування параметрам існуючої мережі) і моніторингу, аналіз проблем, виявлених при експлуатації мережі (скарги клієнтів, даних про відмови та ремонти мережі), вибір параметрів і критеріїв оптимізації, зміна (регулювання) параметрів, аналіз отриманих результатів на основі повторного моніторингу.

Верифікація передбачає контроль наступних основних даних:

- координат розміщення базових станцій;
- зони обслуговування базових станцій;
- зони хендовера;
- списків частот для стільників;
- типів і параметрів приймачів базових станцій (потужність випромінювання, чутливість);
- типів і параметрів антен (коефіцієнта посилення, діаграми спрямованості);
- числа приймачів на антену;
- координат розміщення антен;
- параметрів розміщення антен (кутів нахилу, азимутів, висоти установки, характеристик антенно-фідерного пристрою).

Оптимізація передбачає різні види перепланування мережі на основі даних, отриманих в результаті верифікації та моніторингу. При цьому параметри мережі змінюються (оптимізуються) відповідно до обраних завданнями і критеріями [2].

Наприклад, завданнями оптимізації можуть бути:

- перерозподіл трафіку мережі;
- підвищення ефективності використання радіочастотного спектру за рахунок частотно-територіального перепланування.
- мінімізація втрат покриття в зонах обслуговування через вплив шумових завад;
- збільшення зони обслуговування;
- поліпшення параметрів хендовера;
- підвищення якості окремих або сукупності послуг;
- використання суміщених стандартів в мережі.

Важливим елементом підвищення ефективності мереж мобільного зв'язку є поліпшення алгоритму управління потужністю. Особливість алгоритму полягає в швидкому управлінні

потужністю випромінювання з високою точністю. Через неякісне управління потужністю абонентські термінали, розташовані поблизу базової станції, можуть «придушити» більш віддалені від неї абонентські термінали, тобто заблокувати їх, а, отже, зменшити зону покриття.

Висновки

В даній роботі було розглянуто методи оптимізації мереж 3G.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. GSM radio network planning and optimization. MN 1790. TECHCOM Consulting GmbH. www.techcom.de
2. WCDMA (UMTS). Deployment handbook. Planning and optimization [текст] / Ch. Chevallier, Ch. Brunner, A. Garavaglia, Kenn P. Murray. – Wiley, 2006. – 367 с.

Клименко Вадим Андрійович – студент групи АРЗ-18м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: klimenkovadim58@gmail.com

Семенова Олена Олександрівна — к.т.н., доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: semenovaolena@yahoo.com

Klimenko Vadim A. – student of group ARZ-18m, faculty of infocommunications, radio electronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: klimenkovadim58@gmail.com

Semenova Olena O. – Cand. Sc. (Eng), Associate professor at the Department of Telecommunication systems and television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: semenovaolena@yahoo.com

МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАХИЩЕНОСТІ СИСТЕМИ LTE

Вінницький національний технічний університет

Анотація

У роботі розглядаються основні методи захисту системи LTE, їх процеси та реалізація.

Ключові слова: LTE, CDMA, KASME.

Abstract

This paper considers the main methods of protecting the LTE system, their processes and implementation.

Keywords: LTE, CDMA, KASME.

Вступ

Мобільний зв'язок четвертого покоління передбачає використання цілого спектру технологій, які раніше розвивалися паралельно. Це технологія кодового поділу сигналів CDMA, технологія цифрового мобільного зв'язку GSM/GPRS, заснована на часовому поділі сигналу, і стандарт радіо-Ethernet під назвою WiMAX, який заснований на динамічному поділі ресурсу базової станції між абонентами. Всі вони внесли свій вклад в специфікацію LTE, також реалізованої в двох основних варіантах: технологія з дуплексним частотним поділом FDD (Frequency Division Duplex) і часовим поділом TDD (Time Division Duplex). Тепер всі проблеми пов'язані з протоколом IP. Якщо в 3G голосовий трафік і дані передавалися по двом різним мережам – по мережі з комутацією каналів (через MSC – Mobile Switching Centre) і по мережі даних (через вузли маршрутизації даних і обслуговування абонентів GGSN/SGSN), то в мережах 4G весь трафік проходить через єдину архітектуру EPC (Evolved Packet Core) по протоколу IP.

Основна частина

У системах LTE використовуються механізми безпеки для мереж 3G, які дозволяють забезпечити аутентифікацію абонентів, конфіденційність даних користувача, а також конфіденційність даних при їх передачі за протоколами U-Plane (призначені для користувача дані) і C-Plane (керуючі), а також комплексний захист протоколу C-Plane при його спільному використанні з іншими міжнародними стандартами обміну. Для аутентифікації застосовується процедура аутентифікації і узгодження ключів AKA (Authentication and Key Agreement). БС здійснюють зберігання ключа шифрування тільки на період сеансу зв'язку з мобільним терміналом. Алгоритми шифрування і забезпечення комплексної безпеки ґрунтуються на технології Snow 3G і стандарті AES. Планується використовувати ще два додаткових алгоритми, на випадок якщо один з алгоритмів буде зламаний, ті, що залишилися, повинні забезпечити безпеку мережі LTE. Нині для перевірки цілісності даних і шифрування алгоритми, які використовуються в LTE, мають 128-бітні ключі. Але й існує можливість використання 256-бітних ключів. Як алгоритми шифрування використовуються такі:

- 128-EEA1 заснований на алгоритмі Snow 3G. У точності повторює алгоритм UEA2, специфікований для мереж UMTS;
- 128-EEA2 заснований на алгоритмі AES.

Для перевірки цілісності даних, специфікації пропонують наступні алгоритми:

- 128-EIA1 заснований на алгоритмі Snow 3G. У точності повторює алгоритм UIA2, специфікований для мереж UMTS;
- 128-EIA2 заснований на алгоритмі AES.

Для закриття даних в мережах LTE використовується потокове шифрування методом накладення на відкриту інформацію псевдовипадкової послідовності за допомогою оператора «виключне або».

Так само, як і в мережах третього покоління, додаток USIM та центр аутентифікації (AuC) здійснює попередній розподіл ключів (ключа K). Коли механізм АКА ініціалізується для здійснення двосторонньої аутентифікації користувача і мережі, генерується ключ шифрування СК і ключ загального захисту, які потім передаються з програмного забезпечення USIM в мобільне обладнання (ME) і з центру аутентифікації в центр реєстрації (HSS).

Мобільне обладнання та центр реєстрації, використовуючи ключову пару (СК; ІК) і ID використовуваної мережі виробляє ключ KASME. Встановлюючи залежність ключа від ID мережі, Центр реєстрації гарантує можливість використання ключа тільки в рамках цієї мережі. Далі KASME передається з центру реєстрації в пристрій мобільного управління (MME) поточної мережі, де використовується в якості базової інформації ключової ієрархії.

На основі KASME виробляється ключ KNASenc, необхідний для шифрування даних протоколу NAS між мобільним пристроєм і пристроєм мобільного управління (MME), і ключ KNASint, необхідний для захисту цілісності. Коли мобільний пристрій підключається до мережі, MME генерує ключ KeNB і передає його базовим станціям. У свою чергу, з ключа KeNB виробляється ключ KUPenc, який використовується для шифрування даних користувача протоколу U-Plane, ключ KRRCenc для протоколу RRC (Radio Resource Control – протокол взаємодії між мобільними пристроями і базовими станціями) і ключ KRRClint, призначений для захисту цілісності [1].

Щоб звести до мінімуму схильність до атак, БС повинна забезпечувати безпечне середовище, яке гарантує виконання операцій: шифрування і розшифрування даних користувача, зберігання ключів. Тому заходи протидії розроблені спеціально для мінімізації шкоди, що завдається в разі крадіжки ключової інформації з БС:

- перевірка цілісності пристрою;
- взаємна аутентифікація БС оператора (видача сертифікатів);
- безпечні оновлення;
- механізм контролю доступу;
- синхронізація часу;
- фільтрація трафіку [2].

В разі проведення успішної атаки на БС зломисник отримає контроль над ресурсами БС і доступ до всіх конфіденційних даних.

У LTE зберігаються і методи аутентифікації користувачів за прив'язкою до карти USIM, як в традиційному мобільному зв'язку: користувач може заблокувати доступ до телефону за PIN-кодом.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Особенности обеспечения ИБ в сетях LTE [Електроний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: [www/URL:http://www.rusnauka.com/12_KPSN_2014/Informatica/4_166376.doc.htm](http://www.rusnauka.com/12_KPSN_2014/Informatica/4_166376.doc.htm) - 04.05.14.

2. Защита данных в LTE – системах [Електроний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: [www/URL:http://ru.wikipedia.org/wiki/Архитектура_системы_безопасности_в_сетях_LTE](http://ru.wikipedia.org/wiki/Архитектура_системы_безопасности_в_сетях_LTE) - 05.05.14

Стець Дмитро Сергійович – студент групи АРЗ–18м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: stetsdima@ukr.net.

Семенова Олена Олександрівна – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Stets Dmytro S. – group ARZ–18m, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: stetsdima@ukr.net

Semenova Olena O. – Cand. Sc. (Eng), Associate professor at the Department of Telecommunication systems and television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: semenovaolena@yahoo.com

МЕТОДИ ШЛЮЗУВАННЯ В БЕЗПРОВОДОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖАХ

¹ Вінницький національний технічний університет;

Анотація

Проведено аналіз методів шлюзування телекомунікаційного трафіку в безпроводових мережах на основі протоколів IPv6 and IPv4.

Ключові слова: мережа, шлюзування, протокол, трафік.

Abstract

The analysis of telecommunication traffic lagging methods in wireless networks based on IPv6 and IPv4 protocols is carried out.

Keywords: network, gateway, protocol, traffic.

Вступ

Шлюзування телекомунікаційного трафіку в безпроводових мережах на основі протоколів IPv6 and IPv4 [1, 3] може бути здійснено на основі побудови мережі з двома стеками, в якій IPv4 і IPv6 працюють в тандемі з загальним або виділеним посиланням, методу переходу тунелювання або транслявання, що полегшує обмін даними між хостами і мережами шляхом виконання IP-заголовка і перетворення адрес між двома типами адрес.

Метою роботи є складання моделей для кожного методу та виявлення основних характеристик кожного з методів..

Результати дослідження

Мережа з двома стеками. Подвійний стек - це технологія переходу, в якій IPv4 і IPv6 працюють в тандемі з загальним або виділеним посиланням. У мережі з двома стеками як IPv4, так і IPv6 повністю розгорнуті по всій інфраструктурі (рис.1.), так що протоколи конфігурації і маршрутизації обробляють адресацію і суміжності IPv4 і IPv6 [1].

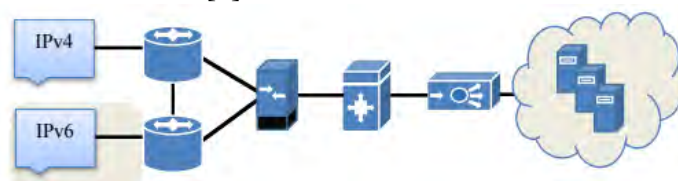


Рис 1.Метод переходу "мережа з двома стеками"

Хоча подвійний стек може здатися ідеальним рішенням, він представляє дві основні проблеми розгортання: потрібна існуюча мережева інфраструктура, здатна розгортати IPv6. Однак у багатьох випадках поточна мережа може бути не готова і може вимагати від оновлення апаратного і програмного забезпечення.

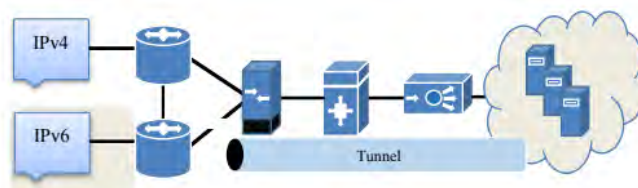


Рис 2. Метод переходу "тунелювання"

Тунелювання має два недоліки (специфікація RFC 6144) [2]:

- Користувачі нової архітектури не можуть використовувати служби базової інфраструктури.
- Тунелювання не дозволяє користувачам нового протоколу взаємодіяти з користувачами старого протоколу без хостів з двома стеками, що заперечує сумісність.

Транслявання. AFT або просто переклад, полегшує обмін даними між хостами і мережами тільки для IPv6 і тільки для IPv4 (таких як транзит, доступ або прикордонна мережа)

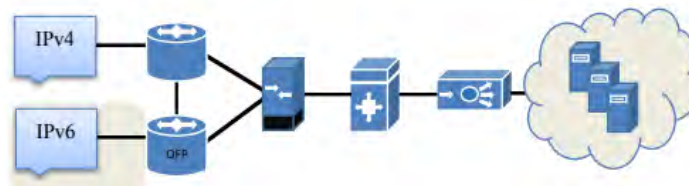


Рис 3. Метод переходу "транслявання"

Основні переваги:

- транслявання забезпечує поступову міграцію на IPv6 шляхом забезпечення безперешкодного доступу до Інтернету для користувачів, що працюють з зеленим IPv6, для доступу до інтернет-послуг IPv4.
- Існуючі постачальники контенту і контент-провайдери можуть прозоро надавати послуги інтернет-користувачам IPv6, використовуючи технологію перекладу, практично без змін в існуючій мережевій інфраструктурі, тим самим зберігаючи безперервність бізнесу IPv4.

Висновки

Розглянуті методи шлюзування окрім зазначених вище переваг мають певну специфіку, зокрема: при мережі з двома стеками потрібна існуюча мережева інфраструктура, здатна розгортати IPv6, однак поточна мережа може вимагати від оновлення апаратного і програмного забезпечення; тунелювання не дозволяє користувачам нового протоколу взаємодіяти з користувачами старого протоколу без хостів з двома стеками; при трансляванні AFT не є довгостроковою стратегією підтримки; це стратегія середньострокового співіснування, яка може бути використана для сприяння довгостроковій програмі переходу IPv6 як на підприємствах, так і на інтернет-провайдерів.

Окрім цього, конкретні протоколи, такі як протокол передачі файлів (FTP) і протокол ініціації сеансу (SIP), які вставляють інформацію про IP-адреси в корисне навантаження, вимагають підтримки шлюзу прикладного рівня (ALG) для перекладу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Технологія NAT64: соединение сетей IPv6 и IPv4 [Електронний ресурс]/ https://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/ios-nx-os-software/enterprise-ipv6-solution/white_paper_c11-676278.html.
2. Sebastian Ziegler, Cedric Krettaz, Latif Ladid, Srdjan Krko, Boris Pokrich, Antonio F Scarmata, Antonio Hara, Wolfgang Kastner, Marcus Jung, "IoT6 – Moving to an IPv6-Based Future IoT IPv6" . Future online build, 2013.
3. В.С. Белов, А.С. Белов, «Реалізація апаратного декодера мультимплексованих сигналів з ортогональним частотним поділенням», Міжнародний науково-технічний журнал Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, Хмельницький, №3, 2012, с. 129-133.

Белов Володимир Сергійович — викладач кафедри телекомунікаційних систем і телебачення (ТКСТБ), ВНТУ, e-mail: belov@vntu.edu.ua

Belov Volodymyr Sergeyevich — lecturer of telecommunication systems and television department (TKSTB), VNTU, e-mail: belov@vntu.edu.ua

ОЦІНКА ПРОДУКТИВНОСТІ БЕЗПРОВОДОВИХ МЕРЕЖ

¹ Вінницький національний технічний університет;**Анотація***Проведено оцінку продуктивності безпроводових мереж з VoIP трафіком для протоколів IPv6 та IPv4.***Ключові слова:** мережа, продуктивність, VoIP, протокол.**Abstract***The performance of wireless networks with VoIP traffic for IPv6 and IPv4 protocols was evaluated.***Keywords:** network, performance, VoIP, protocol.**Вступ**

Результати порівняння продуктивності VoIP трафіку в протоколах IPv6 та IPv4 допоможуть визначити, чи існують відмінності в через надлишковість в результаті більшого заголовка IPv6 і більшого розміру пакету. Порівняння продуктивності VoIP за допомогою IPv6 та IPv4 проводитиметься лише під час обміну голосовими даними. Випробування проводяться на локальній мережі у присутності конкуруючого трафіку UDP за допомогою відповідного програмного забезпечення.

Метою роботи є проведення аналізу продуктивності VoIP трафіку в безпроводових каналах для протоколів IPv4 та IPv6.

Результати дослідження

Продуктивність вимірюється за допомогою максимальних та середніх значень дельта (час між голосовими пакетами), максимальний та середній джиттер (варіація затримки), затримка пакету, і пропускна здатність. Отримані результати показують, що є лише невелика різниця у продуктивності між мережами TCP IPv4 та IPv6 [1-5].

Поєднання VoIP та Wi-Fi (стандарти IEEE802.11) часто називають VoWiFi. Значна частина існуючої Wi-Fi мережі працює в інфраструктурному режимі, VoIP в бездротовій мережі, де маршрутизація пакетів і QoS все ще залишається невирішеною проблемою.

Характеристики Wi-Fi впливають на голосовий зв'язок у режимі реального часу. IPv4 та IPv6, дозволяють переглядати показники, які зазвичай використовуються для визначення якості VoIP сесії: затримка, джиттер, пропускна здатність. Затримка мережі вказує, скільки часу потрібно для біту даних, щоб пройти шлях через мережу з одного вузла або кінцевої точки до іншої. Він зазвичай вимірюється множиною або часткою секунди. Затримка може дещо відрізнятися залежно від розташування конкретної пари з'єднаних вузлів.

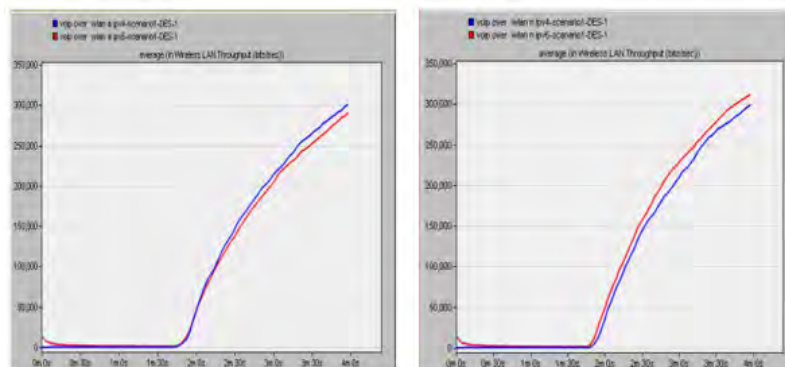


Рис. 1. Пропускна здатність(a, n) IPv4, IPv6

Пропускна здатність або пропускна здатність мережі - це швидкість успішної доставки повідомлень по каналу зв'язку. Дані, до яких належать ці повідомлення, можуть бути доставлені понад фізичне або логічне посилення або він може пройти через певний мережевий вузол. Пропускна здатність зазвичай вимірюється в бітах за секунду (біт/с), а іноді і в пакетах даних або пакет даних на часовий інтервал.

Джиттер - це варіація пакета у зворотному напрямку [6]. Більшість сучасних систем використовуватимуть певний тип адаптивного відтворення щоб згладити джиттер, але це збільшує затримку в один бік. У мережах Wi-Fi джиттер, як правило, малий, частково через одноразову затримку і розміри пакетів даних невеликі.

Порівняння Wi-Fi згідно з VoIP який використовує IPv4 або IPv6 являє собою оцінку пропускної здатності Wi-Fi каналу стандартів IEEE802.11a та IEEE802.11n. Отримані графіки (рис.1) показують, що IPv4 має найбільшу пропускну спроможність на виході каналу (IEEE802.11a) у порівнянні з IPv6, але це не означає, що IPv4 має кращу продуктивність в випадку високого трафіку VoIP[5, 9, 16]. З іншого боку IPv6 має найвищу пропускну здатність на основі випуску IEEE802.11n в порівнянні з IPv4, тому результати між IPv4 та IPv6 відрізняються. VoIP-трафік використовує IEEE802.11 (a) та IEEE802.11 (n).

Висновки

Представлено дослідження про аналіз продуктивності VoIP над Wi-Fi якістю обслуговування в середовищі IPv4 та IPv6. Симуляція проведена на базі інструмента OPNET17.5. Кілька конкуруючих джерел трафіку, що використовують сигналізацію SIP створюють мережу та трасування трафіку для вимірювання різних параметрів продуктивності. В даному дослідженні отримано, що IPv4 має найбільшу пропускну здатність на основі стандарту IEEE802.11a у порівнянні з IPv6, але у стандарті IEEE802.11n IPv6 має більшу пропускну здатність. IPv6 має джиттер та затримку більше, ніж на IPv4 в стандартах IEEE802.11 (a), (n), що вказує на те, що IPv4 більш зручний для передачі трафіку та протоколів реального часу, що подібні до VoIP (хмарні сервіси, IoT, тощо), який потребує високої пропускної здатності, продуктивності, малу затримку і джиттер. Тому для покращення параметрів мережі можливо застосувати певну мережеву архітектуру.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Сравнение протоколов IPv4 и IPv6 IBM Knowledge Center [Електронний ресурс] / https://www.ibm.com/support/knowledgecenter/ru/ssw_ibm_i_73/rzai2/rzai2compip4ip6.htm.
2. Технология NAT64: соединение сетей IPv6 и IPv4 [Електронний ресурс] / https://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/ios-nx-os-software/enterprise-ipv6-solution/white_paper_c11-676278.html.
3. Стандарт беспроводной локальной сети (WLAN) IEEE802.11 [Електронний ресурс] / <https://www.ntt-review.jp/archive/ntttechnical.php?contents=ntr201207fa1.html>.
4. International Journal of Engineering, Applied and Management Sciences Paradigms, Vol. 23, Issue 01 Publishing Month: April 2015 An Indexed and Referred Journal ISSN (Online): 2320-6608 www.ijeam.com Mohamed Karamalla Hashim Fadelseed1 and Dr. Amin Babiker A/Nabi Mustafa.
5. Sebastian Ziegler, Cedric Krettaz, Latif Ladid, Srdjan Krko, Boris Pokrich, Antonio F Scarmata, Antonio Hara, Wolfgang Kastner, Marcus Jung, "IoT6 – Moving to an IPv6-Based Future IoT IPv6" . Future online build, 2013.
6. В. Белов, Д. Ільчук, «Аналіз застосування методів графічної та радіочастотної ідентифікації в мережах IEEE802.11», НПВНТУ, № 4, Бер 2018. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/524>

Белов Володимир Сергійович — викладач кафедри телекомунікаційних систем і телебачення (ТКСБ), ВНТУ, e-mail: belov@vntu.edu.ua

Белов Антон Сергійович — здобувач кафедри телекомунікаційних систем і телебачення (ТКСБ), ВНТУ

Belov Volodymyr Sergeyevich — lecturer of telecommunication systems and television department (TKSTB), VNTU, e-mail: belov@vntu.edu.ua

Belov Anton Sergeyevich — postgraduate of telecommunication systems and television department (TKSTB), VNTU

ХАРАКТЕРИСТИКИ МЕРЕЖЕВОГО РІВНЯ БЕЗПРОВІДНИХ КАНАЛІВ СТАНДАРТІВ IEEE802.11

¹ Вінницький національний технічний університет;

Анотація

Проведено дослідження характеристик мережевого рівня безпроводних стандартів IEEE802.11.

Ключові слова: мережа, канал, стандарт, мережевий, рівень.

Abstract

The research of the characteristics of the network level of wireless standards of IEEE 802.11 was conducted..

Keywords: network, channel, standard, network, level.

Вступ

Кожна версія стандарту бездротової локальної мережі (WLAN) IEEE802.11 надавала розширені функції на додаток до більш високих швидкостей зв'язку. Він реалізований не тільки в персональних комп'ютерах, але також в смартфонах і інших персональних пристроях. У зв'язку зі зростаючим попитом на більш високі швидкості WLAN як в офісних, так і в домашніх умовах, IEEE802.11n став основним завдяки використанню технології з декількома входами і кількома виходами (MIMO) і більш високими швидкостями, досягнутими за рахунок розширення смуги пропускання каналу [1].

Метою роботи є дослідження характеристик мережевого рівня безпроводових стандартів IEEE802.11 та визначення особливостей на прикладі різних протоколів .

Результати дослідження

Стандарт IEEE802.11n досягає високих швидкостей завдяки використанню технології просторового мультиплексування MIMO і розширенню смуги пропускання каналу за рахунок використання діапазонів 2,4 ГГц і 5 ГГц. Діапазон частот 2,4 ГГц, який також називають промисловим, науковим і медичним (ISM) діапазоном, використовується для систем зв'язку, таких як обладнання Bluetooth і ISM, таких як мікрохвильові печі і мікрохвильові медичні пристрої. Електромагнітні хвилі, які випромінюються такими системами зв'язку і обладнанням ISM, можуть впливати на зв'язок WLAN з використанням смуги частот 2,4 ГГц. Тому канал, вільний від електромагнітних завад, слід вибирати так, щоб швидкодію WLAN IEEE802.11n можна було використовувати по максимуму.

Крім того, в смузі пропускання 20 МГц, так само, як і в стандартах IEEE802.11a/b/g, IEEE802.11n підтримує ширину бездротового каналу зв'язку в смузі 40 МГц, об'єднуючи два IEEE802.11a/b в смузі пропускання 20 МГц [1]. Однак, при передачі даних в смузі 40 МГц, особливо в діапазоні 2,4 ГГц, можуть легко виникати завади від інших систем зв'язку або обладнанням ISM, а також від сигналів WLAN IEEE802.11b/g на сусідніх каналах.

IP-адреси являються логічними і ніяким чином не прив'язані до обладнання, відповідно обладнання теж нічого не знає про IP-адреси. Програмне забезпечення виконує передачу з однієї IP-адреси на іншу IP-адресу і зіставляє конкретну апаратну адресу, фізичного пристрою, апаратної мережевої карти на яку необхідно передати даний IP-пакет [4]. Цим займається протокол ARP (протокол перетворення адрес). Він призначений для роботи в локальній мережі, працює досить просто, один пристрій відправляє в мережу широкомовний запит який отримують всі комп'ютери в локальній мережі, і в цьому запиті міститься така інформація, в кого IP-адреса співставляється із MAC-адресою. Після цього кожний з пристроїв надсилає пакети напряму до одержувача. Ця інформація зберігається в RP-

кеші, інші пристрої які отримали цей широкомасштабний запит теж це зберігають і ця інформація зберігається певний час доки не стає застарілою (може займати до декількох хвилин)(рис.1.).

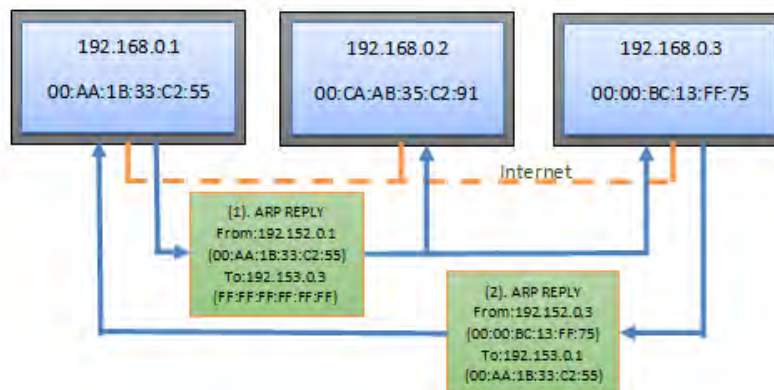


Рис. 1. Приклад зіставлення ARP-адрес

DHCP (Dynamic Host Configuration Protocol) протокол дозволяє автоматично отримувати необхідні параметри для роботи в мережі. Для того щоб працювати в мережі необхідно мати в наявності: IP-адрес, маску підмережі, адрес шлюзу(маршрутизатору), адресу DNS-серверу або декілька DNS-серверів [3]. Це є необхідним мінімумом, якщо цих параметрів не має в наявності тоді мережа на пристрої не буде функціонувати. Під час підключення до безпроводової (мобільної) мережі задаються дані параметри. Налаштування параметрів можна провести в ручному режимі але це займе досить багато часу, можуть допускатись помилки тому налаштування через протокол DHCP є швидшим і ефективнішим варіантом. Протокол працює в чотири етапи і за допомогою цього протоколу отримуються необхідні параметри для роботи в мережі.

Висновки

Таким чином проведено дослідження особливості мережевого рівня стандартів IEEE802.11, зокрема на основі деяких протоколів, таких як ARP та DHCP. Криптографічного захисту в протоколі ARP не передбачено, сам по собі протокол дуже зручний але не є безпечним. Налаштування через протокол DHCP є швидшим і ефективнішим варіантом. Протокол працює в чотири етапи і за допомогою цього протоколу отримуються необхідні параметри для роботи в мережі.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Стандарт беспроводной локальной сети (WLAN) IEEE802.11 [Електронний ресурс] / <https://www.ntt-review.jp/archive/ntttechnical.php?contents=ntr201207fa1.html>.
2. International Journal of Engineering, Applied and Management Sciences Paradigms, Vol. 23, Issue 01 Publishing Month: April 2015 An Indexed and Referred Journal ISSN (Online): 2320-6608 www.ijeam.com Mohamed Karamalla Hashim Fadelseed1 and Dr. Amin Babiker A/Nabi Mustafa.
3. Sebastian Ziegler, Cedric Krettaz, Latif Ladid, Srdjan Krko, Boris Pokrich, Antonio F Scarmata, Antonio Hara, Wolfgang Kastner, Marcus Jung, "IoT6 – Moving to an IPv6-Based Future IoT IPv6" . Future online build, 2013.

Белов Володимир Сергійович — викладач кафедри телекомунікаційних систем і телебачення (ТКСТБ), ВНТУ, e-mail: belov@vntu.edu.ua

Левкін Артем В'ячеславович — студент факультету ІПЕН ВНТУ, e-mail: artm.levksn@ukr.net

Belov Volodymyr Sergeyevich — lecturer of telecommunication systems and television department (TKSTB), VNTU, e-mail: belov@vntu.edu.ua

Levkin Artem Vyacheslavovich — student of the faculty of IREN VNTU, e-mail: artm.levksn@ukr.net

**С. П. КОНОНОВ
М. В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ
І. В. ЯНОВСЬКА
Д. М. МУЛЯРЕВИЧ**

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНИХ МЕТОДІВ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ У ВІДЕОІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Проведено теоретичний аналіз методів обробки та кодування відеоінформаційних сигналів в сучасних стандартах стиснення H.264 / AVC, H.265 / HEVC і ефективних методів протишумовими корекції структури ТВ зображень.

Ключові слова: цифрова обробка сигналів, відеоінформаційні системи.

Abstract

The theoretical analysis of the methods of video information signal processing and encoding in modern compression standards of H.264 / AVC, H.265 / HEVC and effective methods of silent correction of the structure of TV images is carried out.

Keywords: digital signal processing, video information systems.

Вступ

Формування телевізійних (ТВ) зображень високої і надвисокої чіткості відображає сучасні напрямки розвитку відеоінформаційних технологій на основі нових наукових досягнень в галузі телебачення і передачі відеоданих. Однак лише недавно ці формати чіткості встигли довести затребуваність, завоювати визнання звичайних користувачів і професіоналів, а також показати свою перевагу перед ТВ зображеннями стандартної чіткості.

Користувачі все частіше вибирають можливість роботи з зображеннями з більшої чіткістю, незалежно від того, чи дивляться вони фільм, програми передач телебачення високої чіткості (ТВЧ), займаються відеомонтажем або хочуть організувати відеоконференцзв'язок, використовуючи для цього персональний комп'ютер або свій мобільний пристрій.

Повсюдному впровадженню, наприклад, систем ТВЧ перешкоджають труднощі, обумовлені високою інерційністю процесу модернізації апаратури та технічним оснащенням для формування і обробки відповідних відеоінформаційних сигналів з урахуванням забезпечення вимог, що пред'являються споживачами до якості таких сигналів.

Відповідно, задоволення перерахованих потреб користувачів в повною мірою можливе тільки з використанням самих передових високопродуктивних засобів передачі сигналів і потужних апаратних обчислювальних ресурсів, вартість яких часто виявляється дуже високою. Останнє змушує робити кроки для того, щоб компенсувати інерційність розвитку технічної складової, створюючи можливості реалізації сучасних вимог до обробки відео на базі прийнятних за вартістю апаратних платформ і доступних для користувачів засобів передачі даних.

Для ефективного вирішення такого завдання необхідні дослідження, досягнення і перспективні розробки в області методів і пристроїв кодування, які дозволять прискорити інтеграцію сучасних технологій в життя кожного споживача. Уже зараз неоціненний внесок за даними напрямками, внесли і продовжують вносити теоретичні і практичні роботи С.І. Катаєва, М.І. Кривошеєва, Ю.Б. Зубарева, А.С. Селіванова, Б.П. Кульгавого, В.П. Дворковича, Ю.С. Сагдуллаєва, В.Н. Безрукова, а також інших вітчизняних і зарубіжних авторів.

Сучасним продуктом таких досліджень є, наприклад, широко використовувані стандарти стиснення H.264 / AVC і H.265 / HEVC, вони реалізують ефективне кодування в системах ТВЧ для

роботи на більшості апаратних платформ і систем, з використанням меншої кількості ресурсів для передачі відеоінформаційних сигналів.

Однак залишається ряд платформ, для яких названі стандарти нездатні забезпечити ефективне кодування сигналів ТВ зображень з якістю, відповідною формату високої чіткості, особливо, для кодування зображень, переданих в режимі реального часу. З цієї причини актуальними є розробки нових цифрових методів і пристроїв, що відрізняються не тільки ефективним і якісним, але і швидким за часом, за рахунок зниження обсягу необхідних обчислень, кодуванням відеоінформаційних сигналів високої і надвисокої чіткості.

Метою роботи є модернізація існуючих і розробка нових адаптивних методів, алгоритмів і пристроїв, що дозволяють ефективно формувати, обробляти і кодувати відеоінформаційні сигнали ТВ зображень зі стандартною, високою і надвисокої чіткістю, а також скоротити за рахунок зниження обсягу обчислень необхідну кількість використовуваних часових і апаратних ресурсів для реалізації перерахованих операцій в порівнянні з існуючими методами.

Основна частина

Сьогодні алгоритми стиснення відеоінформаційного сигналу досягли дуже хороших показників за ступенем і швидкістю стиснення відео потоку. Проте, цього недостатньо для того, щоб повноцінно справлятися із завданнями, де необхідні малі затримки в передачі даних, здійснювати кодування з використанням малої кількості обчислювальних ресурсів, ефективно працювати з відео високої чіткості і ультрависокої чіткості.

Як вже відомо, стиснення відеоінформаційного сигналу являє собою роботу цілого набору алгоритмів, взаємозалежне функціонування яких забезпечує усунення надмірності за різними напрямками.

Таким чином, центральну роль відіграють алгоритми, що застосовуються при ортогональних перетвореннях сигналу відео зображення, квантуванні просторового спектра, просторовому і тимчасовому передбаченні, ентропійному кодуванні. Так, новий формат стиснення відео зображення H.265 / HEVC став ефективним за рахунок прийнятих поліпшень, саме, в цих напрямках.

Дискретно-косинусне перетворення - ортогональне перетворення, яке довело свою найбільшу ефективність на сьогоднішній день, тим не менше, додавання до роботи ДКП ще одного виду ортогонального перетворення позитивно позначається на процесі стиснення. Такий принцип використовується в кодеку H.264, де після процедури ДКП, додатково застосовується ортогональне перетворення Уолша-Адамара, і отримує продовження в H.265, за винятком того, що замість Уолша-Адамара, виявилось ефективнішим використовувати дискретно-синусне перетворення. З цієї причини стає затребуваний пошук найкращої комбінації двох ортогональних перетворень. Крім того, до збільшення ступеня компресії призводить застосування ефективних таблиць квантування. Підвищення ефективності в цьому напрямку можна досягти за рахунок застосування адаптивних таблиць квантування.

Алгоритми ентропійного прогнозування зазвичай застосовуються на завершальному етапі кодування відео. Виключаючи статистичну надмірність, вони також займають не останнє місце в компресії відео. На даний момент, найбільш часто використовуваний алгоритм ґрунтується на методі Хаффмана, а арифметичне кодування, що є більш ефективним методом кодування, тільки починає бути затребуваним через недоступну раніше кількість обчислювальних ресурсів. З цієї причини, на даний момент часу, найбільш використовуваними алгоритмами ентропійного стиснення є CAVLC і CABAC, в основі яких лежить робота методу Хаффмана і арифметичного методу відповідно. Проте, ефективність їх роботи, удосконалюється за рахунок розвитку швидкодії апаратного забезпечення.

Варто також відзначити, що поліпшення в стиснення відеоінформаційного сигналу вносить і застосування в алгоритмах кодування досконаліших інтерполяційних фільтрів, адаптивність і довша імпульсна характеристика яких, показали значне поліпшення на етапі виконання процедури оцінки і компенсації руху, при роботі в складі кодека H.265 / HEVC. Це пов'язано з тим, що, при наявності великої кількості напрямків прогнозування, частіше виявляються пікселі, значення яких потрібно інтерполювати. Чим більш якісним інтерполяційним фільтром буде забезпечений кодек, тим сильніше помилка прогнозування буде прагнути до нуля.

Крім вищесказаного, варто відзначити і розвиток такого нового напрямку, як багаторакурсна передача відео, сенс якого полягає в використанні декількох камер, розташованих в різних точках. Реалізація цього напрямку дозволить більш повно передавати орендовану сцену, вибирати різні ракурси для передачі, а також формувати передачу тривимірного зображення. Але це зажадає доопрацювання і адаптації існуючих алгоритмів для роботи з багаторакурсними відео, а також, очевидно, створення і розвиток алгоритмів міжракурсного прогнозування для усунення надмірності за цим напрямком.

Таким чином, еволюція апаратної частини і прагнення до поліпшення якості відео, вимагають більш досконалих алгоритмів компресії. З сказаного вище можна відзначити, що найбільш перспективними, на даний момент, є динамічні і адаптаційні властивості алгоритмів, здатні підлаштовуватися під різну якість, розмір формату відео і, відповідно, під доступні ресурси каналу передачі даних.

Розробка і побудова систем стиснення відеоінформаційного сигналу повинна проводитися з урахуванням особливостей зорової системи людини, оскільки характеристики останньої дозволяють усувати значну величину надмірності. Особливості роботи зорової системи людини лежать в основі побудови всіх існуючих в даний час систем стиснення відеоінформаційного сигналу.

Ентропійний метод стиснення є одним з основних етапів при стисканні відеоінформаційного сигналу. Існуючі методи ентропійного стиснення можна умовно розділити на методи, результат стиснення яких максимально наближений до значення ентропії, але при цьому вони задіють велику кількість обчислювальних ресурсів, або на методи, стиснення яких менше в порівнянні з першими, але вони вимагають і меншої кількості обчислювальних ресурсів для своєї роботи.

Методи кодування з втратами - черговий і дуже важливий етап при стисканні відеоінформаційного сигналу. Використання цих методів дозволяє необоротно усувати значну частину надмірності, властивої відеоінформаційному сигналу. Якість роботи алгоритмів цих методів впливає на ступінь компресії і рівень помітності спотворень від часткового виключення інформаційних складових із загального відеоінформаційного сигналу. Алгоритми кодування з втратами розраховані на роботу з блоками, на які ділиться зображення.

Двовимірне дискретно-косинусне перетворення - невід'ємна частина багатьох сучасних і перспективних алгоритмів кодування з втратами. В теперішньому часі ДКП є найпопулярнішим і ефективним ортогональним перетворенням, яке використовується майже в усіх стандартизованих кодерах стиснення. Таке повсюдне використання ДКП пояснюється тим, що воно ґрунтується на невеликій кількості математичних операцій і, відповідно, не вимагає великих обчислювальних ресурсів, одночасно з цим, ДКП є дуже простим і швидким в реалізації, забезпечуючи тим самим хороший компроміс між ступенем ущільнення енергії і складністю обчислень. На відміну від ДВП, ДКП досягає якості ущільнення енергії відеоінформаційного сигналу, яке перевершує якість інших перетворень. Крім того, розподіляючи енергію всього по декільком коефіцієнтам, ДКП дозволяє домогтися кращої апроксимації всередині зображення і, отже, мінімальних помилок при реконструкції зображення. Багато з перерахованих переваг дозволяють кодерам відеоінформаційного сигналу на основі ДКП працювати, практично, на будь-яких апаратних платформах.

Дискретні вейвлет-перетворення дають дуже хороший результат в обробці і стисненні статичних зображень природним набором світлових і колірних характеристик пікселів. Однак необхідність використання великих обчислювальних ресурсів, в порівнянні з ДКП, не дозволяє ДВП отримати широкого розповсюдження, особливо, в системах передачі в реальному режимі часу. Крім цього, блочність, відсутність якої в вейвлет-перетвореннях є їх сильною стороною, неминуче з'являється при міжкадровій обробці і кодуванні, тому що ці процедури порушують природний склад простору кадру і, тим самим, зменшують позитивні ефекти ДВП.

Міжкадрова різниця, компенсація руху і тимчасове прогнозування є основними механізмами, яким слід приділяти увагу при усуненні тимчасової надмірності. Якість виконання компенсації руху, прямо пропорційно, впливає на ступінь компресії відео.

Часовий прогноз- одна з невід'ємних частин процесу стиснення і, одночасно з цим, самий ресурсномісткий процес.

Багато ракурсів формування відеоінформаційного сигналу, якість інтерполяційних фільтрів і варіанти реалізації компенсації руху, а так само ступінь динамічності і адаптивності алгоритмів стиснення відеоінформаційного сигналу є основними факторами, щодо яких ведуться перспективні поліпшення.

Висновки

Проведено аналіз сучасних методів стиснення сигналів зображень у межах просторового і часового напрямків на основі дискретно косинусного перетворення і вейвлет функцій. Досліджено, з оцінкою ефективності і швидкості роботи, ентропійних методів стиснення відеоінформаційних сигналів. Також розглянуті сучасні і перспективні методи протишумової корекції з аналізом принципів їх роботи. Проаналізовано алгоритми роботи сучасних методів усунення міжкадрової надмірності, що лежать в основі кодеків H.264 / AVC і H.265 / HEVC. В результаті проведеної роботи виявлено недоліки алгоритмів цих методів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Пономарев О.Г., Шарабайко М.П., Поздняков А.А. Анализ эффективности методов и алгоритмов видеосжатия стандарта H.265/HEVC. // Электросвязь, № 3, 2013. –С. 29-33.
2. Vivienne Sze, Madhukar Budagavi. A Comparison Of CABAC Throughput For HEVC/H.265 vs. AVC/H.264 // IEEE Workshop on Signal Processing Systems, 2013.
3. Ling Shao, Ruomei Yan, Xuelong Li, Yan Liu. From Heuristic Optimization to Dictionary Learning: A Review and Comprehensive Comparison of Image Denoising Algorithms // Cybernetics, IEEE Transactions, Volume:44 , Issue: 7, 2013, pp. 1001-1013.
4. Boshra Rajaei. An Analysis and Improvement of the BLS-GSM Denoising Method // Image Processing On Line, 4, 2014, pp. 44–70.
5. Попов А.В. Алгоритмы энтропийного кодирования при сжатии спектра телевизионного сигнала // Т-Comm. Телекоммуникации и транспорт, № 4, 2013. – С. 42 – 46.
6. Безруков В.Н., Попов А.В., Аладин В.М. Искажения сигналов изображения в современных системах телевидения // Т-Comm. Телекоммуникации и транспорт, № 1, 2015. – С. 45 – 50.

Кононов Сергій Павлович — канд.тех.наук., доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Яновська Ірина Вікторівна – студентка групи ТКТ-18мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Муляревич Дмитро Миколайович - студент групи ТКТ-15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Vasyukivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Kononov Sergiy P.– Phd, Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Yanovskaya Irina V. – Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Mulyarevich Dmitry N. – Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

АДАПТИВНЕ ОБРОБЛЕННЯ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВИХ СИГНАЛІВ В ЦИФРОВОМУ ТРАКТІ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Досліджено можливості підвищення ефективності бездротових систем зв'язку шляхом адаптивної фільтрації просторово-часових сигналів.

Ключові слова: *мультиплексування; бездротові мережі; просторово-часовий метод.*

Abstract

The possibilities of increasing the efficiency of wireless communication systems by adaptive filtration of spatial and temporal signals are investigated.

Keywords: *multiplexing; wireless networks; spatial time method.*

Вступ

Розвиток мікроелектроніки, поява високошвидкісних цифрових процесорів обробки сигналів дозволили розробляти і створювати складні портативні системи для обробки інформації. Особливо це відбулося на розвитку і вдосконалення бездротових пристроїв в області радіо- і гідрозв'язку, що дозволило істотно поліпшити якість послуг, що надаються передачі даних в умови складного характеру поширення сигналів в середовищі. В першу чергу це призвело до появи стандартів стільникового зв'язку третього (3G) і четвертого (4G / LTE) поколінь, а також бурхливому розвитку п'ятого (5G). Крім стільникових мереж активно розвиваються бездротові мережі, хорошим прикладом може служити стандарт 802.11, який представляє собою набір специфікацій для бездротових локальних мереж. Яскравим прикладом є стандарт 802.11n, який відрізняється підвищеною надійністю і заснований на технології просторового мультиплексування, де передача інформації здійснюється за рахунок декількох потоків в одному каналі. Розвиток бездротових технологій не могло залишити поза увагою гідроакустики, увагу до розвитку пристроїв гідрозв'язку засноване на зростаючий інтерес до дослідження світового океану для розвідки, видобутку корисних копалин з дна морів і океанів, виявлення родовищ нафти, екологічні дослідження, проведення пошукових і рятувальних робіт. Особливо завдання бездротової гідроакустичної зв'язку актуальна для незаселених підводних апаратів, в яких додатково існує необхідність в передачі команд управління. Розробка бездротових систем для різних сфер діяльності призвело до питань поліпшення завадостійкості шляхом використання різних алгоритмів кодування, вторинної обробки сигналів із застосуванням високошвидкісних процесорів цифрової обробки сигналів, управління формуванням характеристик спрямованості прийомних і передавальних антен і т.д.

Метою роботи є підвищення ефективності системи бездротової передачі даних різного призначення в середовищі з перевідбиваннями через зниження ймовірності бітової помилки і збільшення пропускної спроможності на основі дослідження просторово-часових методів обробки сигналів та розробки адаптивного алгоритму.

Основна частина

Основною метою при розробці сучасних бездротових систем зв'язку є зниження ймовірності бітової помилки і підвищення спектральної ефективності. В радіозв'язку цю проблему вже частково вирішують за рахунок використання просторових методів кодування, однак недостатньо просто підвищити швидкість передачі інформації, необхідно також забезпечити малу ймовірність бітової

помилки. Так як бітова швидкість потоку визначається кількістю правильно переданих біт, якщо помилки при додачу будуть значні, то ефективна бітова швидкість знизиться. Тому слід розробляти і досліджувати алгоритми боротьби з завмираннями шляхом фільтрації перешкод шляхів в каналі.

У гідрозв'язку ситуація йде трохи інакше: частотний діапазон не так сильно зайнятий, як в радіозв'язку, але дуже сильно обмежений по верхній частоті через сильний загасання височастотних сигналів. Це добре видно з характеристик гідроакустичних модемів, бітова швидкість передачі яких, досить низька порівняно з аналогічними пристроями, які працюють в радіохвилі. Більш того використання методів багаточастотної модуляції спільно з просторовими методами кодування для гідроакустики ще не знайшли масового застосування. Імовірність бітової помилки може бути знижена до прийняттого значення шляхом збільшення відносини сигнал / шум або застосування каналного кодування. Використання шумоподібних сигналів, які закодовані різними псевдовипадковими послідовностями, дозволяють скористатися наявними можливостями кодового поділу каналів.

Підвищення швидкості передачі за рахунок просторового кодування, яке впроваджується в системи радіо- і гідроакустичної зв'язку не може вирішити проблеми завадостійкості. Так як підвищення швидкості передачі призводить до зростання бітової помилки, необхідно розробляти методи обробки сигналів, які допоможуть компенсувати зростання помилки при передачі повідомлень. З цього випливає, що для радіозв'язку завдання розробки адаптивних алгоритмів просторової фільтрації сигналів актуальна в даний час, як одні їх способів боротьби з інтерференцією сигналів в каналі з перевідбиваннями. Для гідроакустики ситуація складніша і пов'язана необхідністю не тільки впроваджувати методи боротьби з відбитками в каналі, а й активно досліджувати і впроваджувати методи просторового кодування спільно з багаточастотними видами модуляції.

Відомості про побудову систем SISO для забезпечення бездротового зв'язку, які працюють в каналі з перевідбиваннями. Аналіз методів модуляції показав, що застосування одночастотних методів модуляції в багатоколіній каналі негативно позначається на завадостійкості і призводить до зростання бітової помилки при передачі інформації. Показано, що використання багатопозиційних видів модуляції в системах зв'язку дозволяє підвищити швидкість передачі бітового потоку в тій же смузі частот, за рахунок зменшення завадостійкості системи в цілому.

В якості альтернативи одночастотних видів модуляції розглянуті багаточастотні, які дозволяють розбивати загальну смугу частот на безліч підканалів, що дозволяє підвищити стійкість системи в частотно виборчому каналі. За основу взята технологія OFDM, як найбільш ефективна з точки зору використання виділеної смуги частот. Так само розглянута структура OFDM-сигналів і види модуляції піднесуть.

Адаптивні АР використовуються в системах зв'язку, де необхідно сформувати характеристику спрямованості (ХН) необхідної форми для просторової фільтрації сигналів. У дисертації розглядається випадок, коли необхідно сформувати ХН в напрямку на джерело корисного сигналу і нуль на джерела перешкоди, причому напрямок на те чи на інше апріорно невідомі. Така система з адаптивним формуванням ХН виходить зі звичайної фазової АР шляхом використання вагової обробки рисунок 1.

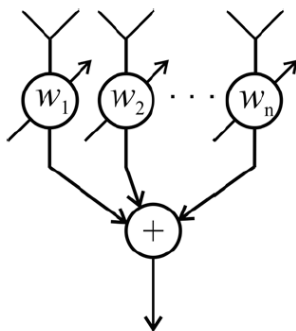


Рисунок 1 - Система ФАР з адаптивним формуванням ХН

У загальному випадку адаптивне формування ХН може виконуватися як на передавальній, так і на приймальній стороні. Слід зазначити, що адаптивний алгоритм заснований на кореляційному методі, який має право для нормальної моделі процесів.

Просторова фільтрація дозволяє виключити вплив багатоколійних компонент каналу на якість переданої інформації через зниження ймовірності помилки, яка виникає в результаті завмирання.

Оптимальний ваговий вектор залежить від обраного критерію оптимальності, наприклад, критерій максимуму відношення сигналу до суми перешкоди і шуму, критерії оптимальності мінімуму середньої потужності на виході АР і мінімуму середньоквадратичної помилки. На практиці завданням адаптації є пошук оптимальних вагових коефіцієнтів (ВК), які відповідають екстремумів цільових функцій адаптивної АР. На ефективність просторової фільтрації впливає те, наскільки точно отримана оцінка вагового вектора в процесі адаптації.

Однак всі методи пошуку оптимального вагового вектора, так чи інакше, пов'язані з обчисленням просторової кореляційної матриці R . Такий підхід має одну важливу перевагу для прийомних антен на основі АР і пов'язаний з тим, що просторова кореляція, яка негативно впливає на демодуляцію сигналів МІМО, дозволяє використовувати її в адаптивних алгоритмах.

Адаптивний процесор є основою будь-якої адаптивної системи. Завданням даного процесора є обчислення вагового вектора для забезпечення просторової (формування ХН) і / або частотної фільтрації. Алгоритми, які будуть розглянуті далі, не вимагають використання навчальної послідовності, як наприклад, для оцінки каналу і не вимагають будь-якої апріорної інформації про стан каналу і напрямку приходу сигналу, а будуть засновані на теорії власних чисел кореляційної матриці і критерії максимуму середньої потужності корисного сигналу. У зв'язку з цим розглядаються підходи до адаптації сигналів на увазі відсутності активних джерел перешкод. Завданням адаптації є виділити шлях, по якому приходить сигнал з максимальною потужністю і придушити інші шляхи. Це дозволить знизити ефект інтерференції сигналів в каналі з перевідбиваннями.

Результатом виконання алгоритму адаптації є вектор, який використовується для вагової обробки сигналів. Тоді сигнал на виході блоку адаптивної обробки можна записати у вигляді, де N - кількість елементів АР в блоці адаптації.

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_{i(t)}$$

Для адаптивного алгоритму необхідно, щоб між елементна відстань приймальні АР було якомога менше для забезпечення високої просторової кореляції. З іншого боку, для систем з просторовим кодуванням необхідно зменшувати рівень просторової кореляції для зменшення помилки при декодуванні. Оскільки адаптація використовується тільки в приймальному, то на прийом використовується щільна АР, яка забезпечує високу просторову кореляцію, а на передачу розріджена, яка зменшує просторову кореляцію при передачі. З цього випливає, що якщо адаптація виконується тільки в приймальному, то базова станція повинна мати розріджену АР, де відстані між елементами АР може становити від 2λ до 9λ , а мобільна станція має щільну АР, де відстань між елементами складає близько $0,5\lambda$.

Простим випадком для вирішення завдання просторової фільтрації є лінійна АР, проте можливо також використання плоскої АР для двовимірної просторової фільтрації, однак цей підхід обумовлений труднощами реалізації, пов'язаною зі складністю обчислювальних алгоритмів і великим числом змінних параметрів.

Запропонований адаптивний алгоритм не вимагає апріорної інформації про стан каналу і напрямку приходу сигналу, а також не вимагає передачі певної навчальної послідовності для розрахунку вагових векторів. Практична значимість адаптивних алгоритмів в гідроакустичному каналі для системи SISO дозволяє знизити ймовірність бітової помилки на 2 порядки при $\text{SNR} = 0$ дБ, і на 4 порядки при відносно $\text{SNR} = 3$ дБ. Для системи МІМО 2×2 ймовірність помилки знижується в 6,5 раз при $\text{SNR} = 15$ дБ і в 25 разів при $\text{SNR} = 20$ дБ. При відсутності прямого шляху при тих же відносинах сигнал / шум ймовірність помилки знижується в 13 і 75 разів відповідно. Для системи МІМО 2×2 з адаптацією пропускна здатність при відносинах сигнал / шум 15 дБ і 25 дБ зростає на 17,8% і на 25,7% відповідно в порівнянні з системою зв'язку без адаптивного алгоритму. Застосування каналного кодування дозволяє поліпшити стійкість системи зв'язку на 3-4 дБ, при зниженні ефективної швидкості передачі інформації в 1,63 рази. Передача зображення по бездротовому каналу з застосування алгоритму адаптації дозволили домогтися інтегрального зниження нормованого значення середньоквадратичної помилки до значення $2,7 \cdot 10^{-4}$ при $\text{SNR} = 0$ дБ для системи SISO і до $4,6 \cdot 10^{-2}$ при $\text{SNR} = 10$ дБ для системи МІМО 2×2 .

Висновки

Проведено аналіз існуючих систем просторово-часової обробки сигналів. Показана ефективність використання МІМО-системи з метою збільшення пропускної здатності бездротового каналу.

Представлені підходи до розробки алгоритмів адаптації на основі формування просторової ХН. Дані алгоритми засновані на ваговій обробці сигналів з виходів елементів АР, шляхом множення на коефіцієнти вагового вектора.

Для побудови сучасних систем зв'язку досліджуються і впроваджуються просторові методи обробки на основі технології МІМО. Хоча використання таких систем і краще в каналі з багатокількісним поширенням сам по собі такий підхід не сильно ефективно справляється з перевідбиваннями. Для боротьби з завмираннями використовуються багаточастотні види модуляції, але такі методи не виключають інтерференції в приймальні антени, які в якійсь мірі призводять до спотворень сигналу. Дану ситуацію можна вирішити шляхом адаптивного формування характеристики спрямованості приймальної антени, що дозволить усунути шляхи, по яких приходять небажані сигнали.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Ding Z., Liu Y., Choi, J., Sun Q., Elkashlan M., Chih-Lin I., Poor H. V. Application of non-orthogonal multiple access in LTE and 5G networks //IEEE Communications Magazine. – 2017. – Т. 55. – № 2. – С. 185–191.
2. Marchetti L., Reggiannini R. An efficient receiver structure for sweep-spread-carrier underwater acoustic links //IEEE Journal of Oceanic Engineering. – 2016. – Т. 41. – № 2. – С. 440–449.
3. Fedosov V. P., Lomakina A. V., Legin A. A., Voronin, V. V. Three-dimensional model of hydro acoustic channel for research MIMO systems // Ocean Sensing and Monitoring IX. – International Society for Optics and Photonics, 2017. – Т. 10186. – С. 101860.
4. Федосов В. П., Ломакина А. В., Легин А. А. Трехмерная модель подводного гидроакустического канала и ее математическое описание. Телекоммуникации. 2017. № 11. – С. 26–33.
5. Fedosov V. P., Lomakina A. V., Legin A. A., Voronin V. V. Modeling of systems wireless data transmission based on antenna arrays in underwater acoustic channels //SPIE Commercial–Scientific Sensing and Imaging. – International Society for Optics and Photonics, 2016. – Т. 9872. – С. 98720.
6. Fedosov V. P., Voronin V. V., Legin A. A., Lomakina A. V., Kovtun D. G. The study of algorithms reducing the level of out-of-band radiation and inter carrier interference of the ofdm signal //Electronic Imaging. – 2017. – Т. 2017. – № 6. – С. 149–154.
7. Fedosov V. P., Legin A. A., Lomakina A. V. Adaptive algorithm for data transmission in wireless channels based on MIMO — OFDM technique. 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW) Publisher: IEEE 2017 – P. 218–221.
8. Fedosov V., Legin A., Lomakina A. Adaptive Algorithm Based on Antenna Arrays for Radio Communication Systems //Serbian Journal of Electrical Engineering. – 2017. – Т. 14. – № 3. – С. 301–312.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Пруданен Владислав Євгенович — студент групи ТКТ-18мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Юрченко Артем Олександрович — студент групи ТКТ-15Б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Vasylkivskyi Mikola Volodymyrovych. — Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Poudanen Vladislav Evgenovich — student group TKT-18mc department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Yurchenko Artem Aleksandrovich — student group TKT-15B department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

**О. В. СТАЛЬЧЕНКО
М. В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ
О. Ю. КОЗЮК
Р. А. ПАСТІЧЕНКО**

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ В ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ З N-OFDM

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Здійснено дослідження методів і алгоритмів підвищення ефективності передачі інформації в системах зв'язку з N-OFDM.

Ключові слова: *метод ортогонального дискретного мультиплексування (OFDM), системи зв'язку з OFDM, спосіб не ортогональної частотної дискретної модуляції,*

Abstract

The research of methods and algorithms for increasing the efficiency of information transmission in N-OFDM communication systems is carried out.

Keywords: *an orthogonal discrete multiplexing (OFDM) method, an OFDM communication system, a non-orthogonal frequency discrete modulation method.*

Вступ

Бездротові засоби передачі інформації в даний час представляють самий швидко розвивається сектор галузі зв'язку. У зв'язку з різким збільшенням користувачів систем бездротової передачі даних, гостро стоїть завдання розробки методів підвищення спектральної ефективності та пропускної спроможності бездротових каналів зв'язку.

Головною проблемою теорії зв'язку є пошук методів передачі і прийому повідомлень, які здатні забезпечувати малі втрати інформації, закладеної в повідомленні, максимально можливу швидкість передачі при малій вартості системи зв'язку і дозволяють отримати високу спектральну ефективність в порівнянні з класичними методами. Найбільш перспективними системами передачі інформації є системи, що реалізують метод ортогонального дискретного мультиплексування (OFDM), заснований на дискретному перетворенні Фур'є (ДПФ). Системи зв'язку з OFDM використовуються для цифрового радіо-і телемовлення, в високошвидкісних цифрових лініях зв'язку, в бездротових локальних мережах, для передачі в діапазоні СВЧ, а так само для телекомунікації з рухомими об'єктами.

Дослідженню систем радіозв'язку, що використовують технологію OFDM і N-OFDM, присвячена досить велика кількість робіт, як закордонних - Chang R.W., Darwazeh I.A., Rodrigues M.R., Karampatsis D., Li K., Giacomidis E., Gang Wu, Ioannis D., Zhao J., Bellanger M.G., Farhang-Vogoujany B. та інших, так і вітчизняних авторів - Фінк Л.М., Зюко А.Г., Кловський Д.Д., Назаров М.В., Слюсар В.І., Васильєв К.А.

Реалізація класичного способу передачі даних з частотним ущільненням за допомогою прямого і зворотного перетворення Фур'є (ПФ) стикається з низкою труднощів, серед яких особливо варто відзначити обчислювальну складність, якщо врахувати комплексне уявлення чисел. Несиметричність ПФ щодо уявної одиниці компенсується виконанням операції перестановки вихідних даних, що вимагає додаткових обчислювальних витрат. Умова ортогональності обумовлює такі вагомні недоліки методу OFDM, як обмежена спектральна ефективність при використанні щодо широкої смуги частот; неможливість адаптивного маневру частотної несучої для відбудови від зосереджених по спектру перешкод.

Альтернативним способом передачі інформації по каналу зв'язку є спосіб не ортогональної частотної дискретної модуляції, заснований на використанні речового перетворення Хартлі (ПХ).

Застосування методу, заснованого на не ортогональної частотної дискретної модуляції цифрових сигналів, дозволяє більш раціонально використовувати частотний діапазон, більш ефективно вирішувати проблему електромагнітної сумісності радіоапаратури зв'язку та підвищити швидкість передачі даних в каналі зв'язку за рахунок більшого ущільнення несучих сигналів, тим самим підвищуючи спектральну ефективність.

Для демодуляції прийнятих повідомлень в пропонованому методі використовується оцінка прийнятих амплітуд модифікованим методом Коші (ММК), заснована на рішенні системи лінійних алгебраїчних рівнянь. Запропонована модифікація методу Коші дозволяє отримати вигаш по обчислювальній продуктивності в порівнянні з широко вживаними класичними методами оцінки невідомих величин, таких як: метод найменших квадратів (МНК), метод Крамера і ін., і при цьому не поступається за точністю отримання оцінок невідомих амплітуд класичних методів.

Отже, дослідження і розробка алгоритмів функціонування модемів сигналів на основі ПХ і ММК, що дозволяють підвищити спектральну ефективність передачі інформації в системах зв'язку з N-OFDM, перешкодозахищеність в умовах впливу зосереджених по спектру перешкод і обчислювальну продуктивність процесора модему, є актуальним завданням.

Метою роботи є аналіз існуючих методів і алгоритмів формування і обробки сигналів N-OFDM; підвищення перешкодо-захищеності бездротових систем зв'язку N-OFDM при наявності в каналі зв'язку зосереджених по спектру перешкод.

Основна частина

Використання алгоритму модуляції N-OFDM в матеріальному базисі Хартлі і алгоритму демодуляції модифікованим методом Коші, дає вигаш по спектральній ефективності для частоти розносу $\Delta f_s = 50$ Гц між піднесучими в чотири рази по відношенню до ортогональної системи з класичної OFDM. Доведено більш висока спектральна ефективність запропонованих автором дисертаційної роботи алгоритмів модуляції і демодуляції, що дозволяють зменшити смугу частот, яку займає сигналом, за рахунок значного зменшення завадостійкості системи передачі даних.

З результатів обчислювального експерименту видно, що при використанні методу N-OFDM при видах модуляції ФМ-2 і ФМ-4 і КАМ-16 значення залежно BER від відношення сигнал / шум близькі до теоретичної кривої, похибка не перевищує 1 дБ. Це пояснюється більшою мірою виниклими обчислювальними похибками методу Коші при вирішенні СЛАР, а так само виникшим перекриттям спектра при не ортогональності піднесучих частот.

Одним з можливих методів поліпшення завадостійкості сигналів з N-OFDM, є метод оптимізації форми обвідної, тобто використання не прямокутного імпульсу, а наприклад піднесеного косинуса і імпульсу з дзвоноподібною формою. Такий підхід детально розглянуто в роботі [35]. В результаті такий метод дає ще більш ефективне стиснення спектра і дозволяє знизити фактор впливу піднесучої один на одного.

Необхідно відзначити, що на відміну від систем зв'язку з класичним OFDM, в яких зростання помилок при прийомі даних з частотним зрушенням піднесуть виникає внаслідок втрати ортогональності піднесучої, в системах зв'язку з N-OFDM, при вирішенні СЛАР (1.22) також виникають похибки. Ці похибки пов'язані з тим, що при проходженні сигналу N-OFDM по каналу зв'язку, значення піднесуть частот, сформованих в модуляторі отримують частотний зсув. В результаті цього ефекту виникають помилки прийому при демодуляції переданого сигналу, так як значення опорних частот, у демодуляторі відрізняються на величину частотного зсуву. Цей вплив можна зменшити шляхом введення в пакет передачі даних префіксів і використанням в частотному плані N-OFDM пілот-сигналів, що дозволяють виконати оцінку частотного зсуву несучої.

Обчислювальний експеримент показав, що для частотного зсуву $\Delta f_{shift} = 0,5$ Гц при частоті розносу $\Delta f_s = 20$ Гц ведення сеансу зв'язку неможливо, BER зростає і фіксується на певному рівні. При цьому виникають незворотні помилки, і потрібно компенсація частотного зсуву. При аналізі отриманих шляхом обчислювального експерименту залежностей завадостійкості сигнал/ шум і різних частотних зрушень несучої видно, що ведення сеансу зв'язку можливо і без компенсації частотного зсуву, для частоти розносу $\Delta f_s = 200$ Гц (ортогональне розміщення несучої), і частотному зсуві $\Delta f_{shift} = 0,5$ Гц, значення BER дорівнює нулю при відношенні сигнал / шум рівному 36 дБ.

Для частоти розносу $\Delta f_s = 5$ Гц і частотному зсуві $\Delta f_{shift} = 0,5$ Гц, що несучої, безпомилковий прийом інформації неможливий, навіть за ідеальних умов при відсутності шуму.

При проведенні обчислювального експерименту була визначена гранична частота зсуву піднесучої для систем зв'язку з N-OFDM, при якій ще можливе проведення сеансу зв'язку без компенсації. Для випадку, коли значення розносу між піднесучими $\Delta f_s = 20$ Гц, робоче значення частотного зсуву несучої одно 0,4 Гц, в разі ортогонального розміщення піднесучої, значення частотного зсуву знаходиться на рівні 0,5 Гц.

Висновки

Технологія N-OFDM володіє наступними основними перевагами: 1) Вища спектральна ефективність, що дозволяє зменшити смугу частот, яку займає сигналом. 2) Адаптивна відбудова від зосереджених по частоті перешкод шляхом зміни номіналів частот піднесучої. 3) Використання різних частотних планів в якості додаткового ключа для захисту інформації від несанкціонованого доступу до каналу зв'язку. 4) Зменшення пік-фактора многочастотної сигнальної суміші. 5) Зменшення обчислювальних витрат при використанні речового перетворення Хартлі для формування N-OFDM. 6) Висока економія обчислювальних ресурсів при оцінці отриманих амплітуд модифікованим методом Коші відносно класичного методу найменших квадратів запропонованим Слюсаром В.А. 7) Збільшення швидкості передачі інформації за рахунок відсутності копіювання передаючої інформації на різних піднесучих, на відміну від класичних способів демодуляції OFDM.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Sliusar I.I., Slyusar V.I., Voloshko S.V., Smolyar V.G. Next Generation Optical Access based on N-OFDM with decimation.// Third International Scientific-Practical Conference "Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T'2016)". – Kharkiv. - October 3 –6, 2016.
2. Sliusar I.I., Slyusar V.I., Voloshko S.V., Smolyar V.G. Correction of the receiving channels fiber optic transmission systems on the basis of PDM and N-OFDM with decimation.// 4th International Scientific-Practical Conference "Problems of Infocommunications. Science and Technology". - October 10-13, 2017. - Kharkiv, Ukraine.
3. Maistrenko, Vladimir V., Maistrenko, Vasily A. Carrying Out of Effective Recovery Algorithms of Distorted Images (статья на английском языке) // Журнал Сибирского Федерального университета. Серия «Техника и технологии». - 2014.- Т.7.- № 6. - С. 636-640.
4. Программная модель системы передачи данных N-OFDM. С системой адаптации при воздействии сосредоточенных по спектру помех. Майстренко В.А., Майстренко В.В. Хроники объединенного фонда электронных ресурсов Наука и образование. 2017. № 2 (93). С. 59.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: mvasylkivskyi@gmail.com

Стальченко Олександр Володимирович – канд. тех. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця. e-mail: magicphenix@gmail.com.

Козюк Олексій Юрійович – студент групи ТКС-18м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: liptonice776@gmail.com.

Пасіченко Руслан Андрійович – студент групи ТКП-15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Vasylykivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: mvasylkivskyi@gmail.com

Stalchenko Alexandr Vol. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: magicphenix@gmail.com.

Kozyuk Alexey Yur. – group TKS-18m, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnitsia, e-mail: liptonice776@gmail.com.

Pasichenko Ruslan And. – group TKP-15b, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnitsia.

ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ КАНАЛІВ ПЕРЕДАЧІ ІЗ ЗАВАДАМИ НА ОСНОВІ МЕТОДІВ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Вирішено наукове завдання підвищення завадо захищеності каналів зв'язку із складними видами завад на основі розробки нових більш ефективних методів нелінійної обробки сигналів у спектральній області.

Ключові слова: *завадостійкість, зосереджена завада, імпульсна завада, флуктуаційна завада, канал зв'язку із пам'яттю, придушення складних завад, нелінійна обробка сигналів.*

Abstract

The scientific task of increasing the protection of communication channels with complex obstacles is solved based on the development of new, more effective methods of nonlinear signal processing in the spectral region.

Keywords: *noise immunity, interference, impulse noise, fluctuation interference, communication channel with memory, suppression of difficult obstacles, nonlinear signal processing.*

Вступ

На сьогоднішній день, по причині стрімкого росту числа і різноманіття стаціонарних і мобільних засобів зв'язку, зіштовхнулося із необхідністю рішення сучасними телекомунікаційними комплексами актуальної і найважливішої задачі – забезпечення високої якості надаваних ними послуг зв'язку. Як результат це призводить до посилення вимог до їх електромагнітної сумісності, а також врахування того факту, що більшість систем зв'язку функціонує в умовах дії складної завадової обстановки при дії усіх видів завад – флуктуаційних, зосереджених і імпульсних.

Одними з перших, хто у своїх роботах представив результати досліджень можливих шляхів покращення завадостійкості каналів зв'язку, можна вважати Котельнікова В.А. з теорією потенційної завадостійкості та Шеннон К. з основами теорії оптимального кодування. Однак, слід враховувати ще і те, що з перелічених вище завад лише флуктуаційні можуть бути представлені гаусівськими моделями, решта ж, здебільшого мають негаусівську основу. Крім того, постійне збільшення швидкості передачі призводить до того, що деякі завади, які співмірні з первинним елементом сигналу як по тривалості, так і по ширині спектру, важко класифікувати, а тому вони займають проміжне положення. Тому, останнім часом, більше уваги приділяється саме рішенням задач дискретних і безперервних повідомлень в умовах дії складних негаусівських завад. Використання моделей завад у вигляді марківських процесів, що представлені у вигляді нелінійних стохастичних диференціальних рівнянь, можна вважати найбільш сприятливим підходом. Це дає можливість забезпечити найбільш вагомий результати у цій області, а також отримати фундаментальні результати в області нелінійної фільтрації, яка застосовувалась для оцінювання невідомих характеристик та виявлення сигналів на фоні негаусівських завад і інших напрямках. Авторами робіт уданому напрямку є: Стратонович Р.Л., Кловський Д.Д., Мелс Дж., Широков С.М. та інші [1-3]. Якщо задатися питанням чи є моделі перелічених завад проблемними лише для техніки зв'язку, то відповідь буде очевидною, що ні, тому що з ними стикаються і у радіонавігації, і у радіолокації, і у телемеханіці, і у багатьох інших областях.

Таким чином, проблеми, що викликані наявністю цих завад є загальними, а також такими, що призводять при експлуатації техніки зв'язку, до залучання достатньо складних алгоритмів обробки

сигналів, реалізація яких передбачає введення великої кількості допущень. А це, у свою чергу, призводить до погіршення показників якості прийому. Одним із ефективних рішень цієї складної задачі є застосування теоретичного апарату марківських процесів у вигляді нелінійних стохастичних диференціальних рівнянь. Щодо адаптації відомих алгоритмів прийому до реальних змін параметрів каналів і заводової обстановки та модифікації відомих вже методів обробки сигналів, із врахуванням вище зазначених факторів, то вони виступають найбільш ефективними підходами при розробці відповідних алгоритмів.

Більшість вже відомих методів прийому сигналу використовуючи методи адаптивної фільтрації, інтерполяції та нелінійного перетворення суміші сигналу і завад на основі, наприклад, бланкіруючих пристроїв або інших обмежувачів безінерційних нелінійних елементів, забезпечують достатньо ефективний захист від імпульсних завад. Щодо зосереджених завад, особливо негаусівських, то ефективність боротьби з ними пов'язана із певними ускладненнями. Ще більш ускладнює ситуацію наявність у каналах зв'язку завад проміжного типу, а для їх подавлення, як правило, використовують оціночно-компенсаційні методи та методи режекторної і медіанної фільтрації.

Основними недоліками цих методів є їх достатньо низька ефективність в умовах дії негаусівських завад, що мають значення ширини спектру, тривалості і амплітуди такі самі, як і у сигналі. У цьому випадку більшість методів взагалі не можуть бути використані і рішення саме цієї задачі є найбільш ускладненою. Саме тому, по сьогоднішній день задача розробки ефективних методів захисту від таких завад залишається відкритою.

Стрімке зростання різновидів мікропроцесорної техніки наряду із появою нових методів цифрової обробки сигналів, створюють необхідні умови для технічного рішення цієї задачі, а це, у свою чергу, дає можливість проводити нелінійну обробку у спектральній області. Не дивлячись на те, що цей напрямок у техніці обробки сигналів поки ще слабо розвинутий, та він вже встиг отримати як теоретичне, так і практичне обґрунтування у багатьох роботах вітчизняних і закордонних спеціалістів, як Варакін Л.Є., Вітербі Е.Д., Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Бартсекас Д.В., Захаров Д.В., Широков С. М., Фінк Л.М., Нетес В.А., Якубайтіс В.А., Лазарев В.Г., Аріпов М.Н., Нечипоренко В.І., Куо Ф.Ф., Шнепс М.А., Ширман Я.Д., Болгер Джон, Галлагер Р., Сігалл А. та інші, а досліджені ними перетворення у спектральній області достатньо ефективно використовуються у техніці обробки зображень і мовних сигналів [1-3]. Рішення саме цієї поставленої задачі складає основну частину представленої роботи, яка спирається на теоретичні результати в області теорії нелінійних хвильових процесів, а основані на ній методи фазової фільтрації призначені для підвищення ефективності систем передачі інформації у каналах із пам'яттю і складними видами завад.

Метою роботи є підвищення заводо захищеності каналів зв'язку із складними видами завад на основі нелінійних методів цифрової обробки сигналів.

Основна частина

В результаті порівняльного аналізу характеристик негаусівських завад великі складнощі викликає спільне придушення імпульсних та зосереджених завад. Окрім цього, у зв'язку із збільшенням робочих швидкостей передачі та спільне придушення тривалостей заважаючих імпульсів та елементів сигналів, ці завади представляють собою завади проміжного виду. Вони мають вплив на передачу, як дискретних, так і неперервних повідомлень – основний заважаючий вплив. Показано, що в цих умовах ЗЗ можливо приймати за окремий вид, такої завади. З аналізу різноманітних підходів до вирішення задач обробки сигналів в каналах з такими видами завад було з'ясовано, що найбільш оптимальною моделлю для вирішення поставленої наукової задачі, є модель негаусівської завади з незалежної спектральною складовою. Встановлено, що для забезпечення ефективності придушення описаних завад, запропонований метод боротьби із ними, окрім простої технічної реалізації повинен придушувати найбільш широкий клас завад, та забезпечувати роздільне придушення з врахуванням їх специфіки [1].

На основі отриманих результатів порівняльного аналізу, використаних методів боротьби з негаусівськими завадами можливо зробити висновок - суттєве попереднє спотворення суміші збільшує ефективність існуючих порогових методів. Встановлено також, що для завад спектр яких вузький, а ніж спектр сигналу, або має наближене значення, то таке попереднє спотворення доцільно виконувати в частотній області. Такі спектральні перетворення повинні задовольняти вимогам

зворотності, ефективній селективності та простоті технічної реалізації. Встановлено, що подібним вимогам в максимальній мірі задовольняє нелінійне перетворення, яким описується зміна імпульса в середовищі з розділними параметрами та забезпечує ефект стиснення імпульсів визначеної амплітуди без зміни основної суміші сигналів. В такому перетворенні присутня фазова характеристика, яка має залежність від еволюції огинаючої суміші. Для цього перетворення були розроблені математичні моделі в формі рівнянь шридингерівського типу [2].

Отримані теоретичні оцінки ступеня стиснення спектрів імпульсів та стійкості перетворення до флуктуацій огинаючої і параметрів спектрів, а також теоретичні оцінки імовірностей помилок під час прийому дискретних повідомлень з використанням розробленого нелінійного спектрального перетворення. Ці результати підтверджують виконане раніше допущення про ефективність використання цього перетворення у поєднанні з пороговими методами придушення негаусівських завад [3].

Результати цього дослідження підтверджують виконаний раніше висновок про ефективність використання цього методу та показуються його ефективність під час використання в реальних каналах зв'язку.

Висновки

У результаті проведеного у роботі порівняльного аналізу характеристик негаусівських завад, було показано, що великі складнощі викликає спільне придушення імпульсних та зосереджених завад. Крім того, у зв'язку із збільшенням робочих швидкостей передачі та сумірністю тривалостей заважаючих імпульсів і елементів сигналів, ці завади представляють собою завади проміжного виду.

З аналізу різноманітних підходів до вирішення задач обробки сигналів у каналах з такими видами завад було з'ясовано, що найбільш оптимальною моделлю для вирішення поставленого у цій роботі завдання, є модель негаусівської завади з незалежними спектральними складовими. Встановлено, що для забезпечення ефективності придушення описаних завад, припущена методика боротьби з ними, окрім простої технічної реалізації, повинна придушувати найбільш ширший клас завад, та забезпечувати їх роздільне придушення з врахуванням специфіки кожної.

На основі результатів порівняльного аналізу методів боротьби з негаусівськими завадами, що застосовуються зараз, було зроблено висновок, що деяке предспотворення суміші сигналів може суттєво збільшити ефективність існуючих порогових методів. Встановлено також, що для завад, спектр яких вузький за спектр сигналу, або має ширший спектр, таке предспотворення і порогову селекцію доцільно виконувати у частотній області. Таке спектральне перетворення повинно задовольняти вимогам зворотності, ефективної селективності та простоти технічної реалізації.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов. Теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. – 528с.
2. E.V. Ivanichenko. Digital signals processing using non-linear orthogonal transformation in frequency domain /E.V.Ivanichenko// Вісник Житомирського державного технологічного університету. – 2017. - №2 (80). – С. 116 – 118.
3. Іваніченко Є.В./ Розв'язання задач цифрової обробки даних за допомогою операторів з унітарною нелінійністю / М.П. Трембовецький, Є.В. Іваніченко, А.П. Бондарчук// Зв'язок. – 2017. – №5. – С. 23 – 25

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: mvasylkivskyi@gmail.com

Стальченко Олександр Володимирович – канд. тех. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця. e-mail: magicphenix@gmail.com

Козюк Олексій Юрійович – студент групи ТКС-18м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: liptonice776@gmail.com

Гринь Артем Анатолійович - студент групи ТКТ-17мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Vasylykivskiy Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: mvasylkivskiy@gmail.com.

Stalchenko Alexandr Vol. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia. e-mail: magicphenix@gmail.com.

Kozyuk Alexey Yuryevich – group TKS-18m, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnitsia, e-mail: liptonice776@gmail.com.

Grin Artem Anatolyevich – group TKT-17ms, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnitsia.

МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ ТЕХНОЛОГІЇ OFDM

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуті основи функціонування і особливості системи зв'язку, що використовують технологію ортогонального частотного мультиплексування, проведено аналіз існуючих структурних рішень формування сигналу OFDM, існуючих методів підвищення енергоефективності систем зв'язку і вторинного використання каналів.

Ключові слова: бездротовий зв'язок, енергоефективність, спектральна ефективність

Abstract

The bases of functioning and features of the communication system using orthogonal frequency multiplexing technology are considered, the analysis of existing structural decisions of the OFDM signal formation, existing methods of increasing the energy efficiency of communication systems and secondary use of channels is carried out.

Keywords: wireless connection, energy efficiency, spectral efficiency

Вступ

В даний час підвищення енергоефективності систем зв'язку є особливо важливим для бездротових систем. Однією з основних завдань при розробці пристроїв бездротового зв'язку (автономних систем зв'язку) є зменшення їх енергоспоживання. Одночасно для підвищення їх спектральної ефективності все більшого поширення набуває технологія ортогонального частотного мультиплексування (OFDM). Ця технологія застосовується в бездротових локальних мережах (WLAN) стандарту WiFi, в мережах стільникового рухомого радіозв'язку 4 покоління (LTE і LTE-Advanced), в мережах мовного цифрового телебачення стандарту DVB-T2. Міжнародним союзом електрозв'язку (МСЕ) технологія OFDM розглядається як одна з перспективних для організації каналів «супутник - Земля» і «супутник - супутник». Виходячи з вищевикладеного, важливим є підвищення енергоефективності систем зв'язку, що використовують ортогональне частотне мультиплексування.

Вирішити це завдання можна різними способами: зменшенням вимог до обчислювальної потужності бортових обчислювачів, стисненням даних, зменшенням динамічного діапазону переданих в канал зв'язку сигналів. При цьому очевидною вимогою є збереження якості зв'язку при підвищенні енергоефективності системи. Відомо, що подібним вимогам може задовольнити використання диференціального перетворення. Суть методу полягає в зниженні динамічного діапазону сигналу за рахунок його порівняння з екстрапольованим сигналом. Схема відновлення сигналів також доповнюється блоком екстраполяції для відновлення сигналу складанням прийнятого сигналу з сигналом синтезованим екстраполятором. Отже, актуальним є дослідження питання застосування диференціального перетворення в системах з ортогональним частотним ущільненням.

Отже, вирішення задачі підвищення ефективності енергодефіцитних систем передачі, що використовують технологію ортогонального частотного мультиплексування, на основі методу диференціального перетворення сигналів шляхом їх екстраполяції, є актуальним як в науковому, так і в практичному відношеннях [1,2].

Метою роботи є підвищення енергетичної ефективності передавачів систем OFDM за рахунок використання диференціального перетворення на базі оптимальної екстраполяції сигналів.

Методи підвищення енергоефективності систем зв'язку з ортогональним частотним мультиплексуванням

У сучасних системах бездротового зв'язку використовуються різні методи підвищення енергоефективності. Частина з них передбачає управління потужністю передачі мобільної станції по каналу управління від базової станції, наприклад, в мережах стільникового рухомого радіозв'язку. Зазначений метод дозволяє регулювати потужність передавача мобільного пристрою для зменшення енергоспоживання при збереженні якості обслуговування, проте він не дозволяє знизити максимальну потужність передачі. На її зменшення спрямовані нові перспективні технології цифрової модуляції і формування сигналів, такі як поворот сигнального сузір'я і подвійна квадратурна маніпуляція (QPSK) [4]. Однак ці методи вимагають глибокої переробки схемотехніки, що застосовуються в існуючих системах зв'язку.

При вирішенні проблеми диференціального перетворення сигналів OFDM в рамках дисертаційного дослідження використовувалися праці вітчизняних і зарубіжних вчених. Великий внесок у розвиток ідей диференціального перетворення і екстраполяції сигналів надали роботи вітчизняних вчених: Тихонова В.І., Стратановіча Р.Л., Сосуліна Ю.Г., Кловського Д.Д., Котельникова В.А., Фінка Л.М., Шахновича І.В., Гольденберга Л.М., Карташевського В.Г., Громакова Ю.С., Султанова А.Х. та ін. Серед зарубіжних вчених необхідно виділити в першу чергу праці Вінера Н., Калмана Р.Е., Свами М.Н., Спенсера Р., Клейнрока Л., Мартіна Дж., Галлагера Р., Чапін К.К.

Передача даних за допомогою використання технології OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing - мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів) є поширеним методом для багатьох сучасних телекомунікаційних систем. До числа таких систем зв'язку належать: IEEE 802.11 a / g / n / ac - бездротові локальні мережі WiFi, LTE і LTE-Advanced - стандарт бездротової високошвидкісної передачі даних, IEEE 802.16 - широкосмуговий бездротовий зв'язок WiMax, DVB-T / T2 / C2 / H - системи цифрового телебачення, PLC - мережі передачі даних по лініях електромережі, DRM - цифрове радіомовлення, системи супутникової навігації та ін. Перспективним напрямком застосування технології OFDM є зв'язок з безпілотними літальними апаратами (БПЛА) і супутниками [3].

Основним напрямком розвитку бездротових систем OFDM є підвищення швидкості передачі інформації. Однак збільшення швидкості передачі інформації веде до збільшення споживаної енергії. Особливо дана проблема актуальна для систем зв'язку з автономним енергопостачанням. До них відносяться мобільні пристрої, безпілотні літальні апарати, супутники і ін. В деяких системах на передавач доводиться до 70% споживаної потужності [8]. У зв'язку з цим зниження енергоспоживання даних апаратів дозволить збільшити тривалість автономної роботи і ресурс експлуатації. Зниження енергоспоживання в існуючих системах зв'язку здійснюється різними способами.

У мережах рухомого радіозв'язку 3 і 4 покоління (UMTS, LTE) зниження потужності передавача мобільної станції здійснюється за рахунок періодичного оцінювання якості зв'язку обладнанням підсистеми UTRAN (UMTS Radio Access Network). Зміна потужності відбувається за наступним алгоритмом. Оскільки в цих системах абоненти, що знаходяться в зоні обслуговування одного сектора БС, передають і приймають інформацію в одній смузі частот, потужність МС регулюється з мінімального значення до оптимального, що забезпечує задану якість зв'язку (щоб уникнути створення перешкод іншим терміналам, що знаходяться поблизу МС). Тобто в момент включення (або початку передачі даних) термінал встановлює мінімальну потужність передавача, яка поступово з певним кроком збільшується відповідно до команд, що передаються по каналу управління, поки якість зв'язку не досягне необхідного значення [9]. У разі зміни стану каналу (наприклад, зменшення рівня шуму) в ході сеансу зв'язку рівень сигналу термінала буде, навпаки, знижуватися відповідно до команд управління до досягнення необхідної якості. Це дозволяє уникнути невиправданої витрати енергії мобільної станції. Недоліком цього методу є його інерційність: кожна керуюча команда змінює потужність термінала на заздалегідь визначений рівень, таким чином, процес регулювання може займати значний час. Слід також зазначити, що описаний метод не спрямований на зниження максимальної потужності передавача мобільної станції, а тільки на тимчасове зниження потужності при хорошій якості зв'язку (при відповідності якості зв'язку певного порогу в залежності від класу обслуговування). Тобто при високому рівні шуму в каналі або при великому загасанні в каналі між базовою станцією і мобільним терміналом потужність передачі останнього буде залишатися високою.

Висновки

Зроблено огляд технологій побудови енергоефективних систем зв'язку на базі технології ортогонального частотного мультиплексування. Показано, що системи підвищення енергоефективності на основі повороту сигнального сузір'я вимагають змін структури формування сигналів і значних змін в схемотехніці пристроїв зв'язку. Отже, необхідна розробка методу підвищення енергетичної ефективності, що дозволяє мінімізувати схемотехнічні зміни існуючих систем.

Запропоновано методи підвищення енергоефективності систем зв'язку з ортогональним частотним мультиплексуванням на основі використання диференціальної обробки каналних сигналів синфазного і квадратурного каналу з екстраполяцією за методом Вінера - Хопфа і Калмана.

Сформульовано вимоги до енергоефективності систем зв'язку, що використовує диференціальне перетворення сигналів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Сорокин, И.А. Анализ современных методов и средств повышения спектральной эффективности систем связи / И.А. Сорокин, Т.Е. Тюндина // Вестник НГИЭИ. – 2015. – №10 (53). – С.46-64.
2. Ишмияров, А.А. Обзор методов борьбы с межканальной интерференцией в системах связи / А.А. Ишмияров, И.К. Мешков, А.Р. Зайнуллин // Труды XV МНТК «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций». – Казань, КНИТУ-КАИ. – 2014. – С. 394-398.
3. Адиев, Т.И. Синтез корректирующего фильтра для OFDM-сигнала / Т.И. Адиев, А.З. Тлявляин, В.С. Любопытов // Электротехнические и информационные комплексы и системы: науч. Журнал Уфимск. гос. ун-та эконом. и сервиса. – Уфа, УГУЭС. – 2014. – Т. 10. – №2. – С.62-67.
4. Markiewicz, T. G. An Energy Efficient QAM Modulation with Multidimensional Signal Constellation / T. G. Markiewicz // International Journal of Electronics and Telecommunications. – 2016.V.62 – № 2. – P. 159–165.
5. Филатов, П.Е. Повышение эффективности энергодефицитных многоканальных систем связи на основе координированного преобразования сигналов / Филатов П.Е. // «Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы-2016» (ПРЭФЖС-2016) – Международная научно-техническая конференция. – 2016, – С. 143-148.
6. Кузнецов, И.В. Разработка группового кодера с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией сигналов для многоканальных энергодефицитных систем передачи данных / И.В. Кузнецов, П.Е. Филатов, А.Н. Гимаев // Радиотехника. – М., Радиотехника. – 2015. – №2. – С. 87-92.
7. Кузнецов, И.В. Аспекты построения группового кодера с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией сигналов для многоканальных систем связи / Кузнецов И.В., Филатов П.Е. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Т. 10. – №2. – С. 34-39.
8. Воронков, Г.С. Экономный модем OFDM для энергодефицитных систем связи / И.В. Кузнецов, Г.С. Воронков // Труды XVI МНТК «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций». – Уфа, УГАТУ. – 2015, – с. 121-123.
9. Кузнецов, И.В. Повышение эффективности энергодефицитных автономных систем радиосвязи на основе метода дифференциального преобразования OFDM-сигналов / И.В. Кузнецов, Г.С. Воронков // Труды XVII МНТК «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций». – Самара, ПГУТИ. – 2016. – с. 74-75.
10. Воронков, Г.С. Структурные схемы дифференциального преобразования сигналов в системах с ортогональным частотным мультиплексированием / Г.С. Воронков // Труды МНТК «Перспективные информационные технологии». – Самара. – 2017. – с. 62-64.
11. Воронков, Г.С. Повышение энергоэффективности систем радиосвязи с ортогональным частотным мультиплексированием сигналов на основе их экстраполяции по Калману / Г.С. Воронков, И.В. Кузнецов, А.Х. Султанов // Инфокоммуникационные технологии – Самара: ПГУТИ. – 2017. – Т.17. – №3. – С. 33-40.

12. Кузнецов, И.В. Разработка дифференциального OFDM-преобразователя с координированным предсказанием сигналов для энергодефицитных систем связи / И.В. Кузнецов, Г.С. Воронков, А.Х. Султанов, В.В. Антонов. // Радиотехника – М.: Радиотехника. – 2016. – №12. – С. 59-63.
13. Кузнецов, И.В. Синтез передаточной функции координированного предсказателя для дифференциального преобразователя OFDM-сигналов / И.В. Кузнецов, Г.С. Воронков // Труды XVII МНТК «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций». – Самара, ПГУТИ. – 2016. – с. 76-77.
14. Воронков, Г.С. Моделирование дифференциального преобразования сигналов OFDM для передачи изображений / Воронков Г.С. // Труды МНТК «Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы - 2017» (ПРЭФЖС-2017). – Казань, КНИТУ-КАИ. – 2017., с. 65-66.
15. Воронков, Г.С. Повышение энергоэффективности систем передачи с OFDM на основе дифференциального преобразования сигналов/ Воронков Г.С., Кузнецов И.В. // Труды III МНТК Информационные технологии и нанотехнологии. – Самара. – 2017. – с. 741-745.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Кирилюк Сергій Олександрович – студент групи ТКС-18м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: kso1996.08@gmail.com.

Мусійчук Роман Олексійович – студент групи ТКТ-15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Vasylykivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Kyrylyuk Serhii - group TKS-18m, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnitsia, e-mail: kso1996.08@gmail.com.

Musiychuk Roman - group TKT-15b, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnitsia.

ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ ТА ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ СУПУТНИКОВИХ І ТРОПОСФЕРНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуто теоретичні основи методів підвищення спектральної ефективності і завадозахищеності радіосистем передачі дискретної інформації.

Ключові слова: *завадозахищеність, супутниковий зв'язок, OFDM технологія, завадостійке кодування, SDR-технологія.*

Abstract

The theoretical bases of methods of increasing the spectral efficiency and impedance of radio systems of the transmission of discrete information are considered.

Keywords: *noise immunity, satellite communication, OFDM technology, interference-free encoding, SDR-technology*

Вступ

В останні десятиліття в зв'язку зі створенням у всьому світі глобальної інформаційної структури спостерігається бурхливий розвиток засобів і методів зв'язку, серед яких особливе місце займають системи супутникової і тропосферного радіозв'язку. Незважаючи на величезні досягнення в області супутникових систем радіозв'язку, тропосферний радіозв'язок в даний час продовжує відігравати важливу роль при передачі інформації як цивільними відомствами, так і силовими структурами. У порівнянні із супутниковим зв'язком, тропосферний зв'язок має низку переваг, основними з яких є менші економічні витрати і більш висока завадозахищеність. Однак і в цьому напрямку розвитку засобів радіозв'язку також є свої обмеження [4]. Перш за все, це багатопроменеве поширення і обумовлене це завмирання сигналу, а також обмеження швидкості передачі інформації через частотне і часове розділення. Крім того, для тропосферних систем характерна залежність рівня сигналу від часу доби і року, від метеорологічних і кліматичних умов. Це створює серйозні труднощі, для подолання яких необхідно використовувати як відомі підходи (просторове і частотне рознесення та ін.), так і розробляти нові методи.

Таким чином, тема дослідження присвячена підвищенню завадозахищеності і пропускної здатності модемів станцій супутникового і тропосферного радіозв'язку, є актуальною і повністю узгоджується із запитами практики.

Метою роботи є дослідження нових науково-технічних рішень для реалізації модемів станцій супутникового і тропосферного зв'язку з використанням сучасної елементної бази, спрямованих на підвищення завадозахищеності і пропускної здатності систем зв'язку.

Шляхи підвищення ефективності супутникових і тропосферних систем передачі

Для подолання вище зазначених обмежень і труднощів розвитку систем супутникової і тропосферного радіозв'язку перспективним є пошук нових методів модуляції і завадостійкого кодування сигналів та створення на основі сучасної елементної бази нових типів радіомодемів, що реалізують ці методи [5]. Модеми сучасних станцій супутникового і тропосферного зв'язку повинні задовольняти різноманітним і часто суперечливим вимогам. З одного боку, вони повинні мати високу

завадостійкістю і прихованістю, а з іншого - високою швидкістю передачі даних. Високо завадозахищені модеми необхідні для станцій військового призначення в каналах дистанційного керування, передачі сигналів тривоги та іншої конфіденційної інформації. Високошвидкісні модеми затребувані для швидкої передачі великих обсягів даних, передачі відео, організації магістральних каналів зв'язку.

Постійне зростання вимог до пропускної здатності систем супутникового зв'язку (до 34 Мбіт / с для ЕССС-3) стимулює пошук нових видів спектрально-ефективних сигналів і алгоритмів їх обробки в модемах супутникових станцій нового покоління.

Завадозахищеність модемів сучасних станцій супутникового і тропосферного зв'язку не в повній мірі задовольняє зростаючим вимогам ряду цивільних споживачів і силових структур, що обумовлює актуальність розробки ефективних способів «сигнальної завадозахищеності».

Питанням теорії та практики систем радіозв'язку присвячена велика кількість робіт вітчизняних і зарубіжних вчених: Л.М. Фінка, Дж. Прокис, Б. Скляра, Дж. Спілкера, А.Д. Вітербо, Дж. К. Омури, Л.С. Варакина, М. Б. Свердлик, С. Голомба, Р. К. Діксона, Д. Хаффмена і ін. З робіт цих авторів очевидно, що для підвищення завадозахищеності зв'язку необхідно збільшення бази сигналів. Вона визначає рівень придушення завад в широкосмугових системах з шумоподібними сигналами. На сьогодні досяжний рівень «сигнальної завадозахищеності» за літературними джерелами є значення близько 40 дБ [7]. Цією величини придушення в рішенні ряду практичних задач систем радіозв'язку недостатньо, що вимагає прийняття додаткових заходів з придушення завад.

Важливим напрямком підвищення завадозахищеності систем радіозв'язку є використання методів завадостійкого кодування, показаних в роботах Дж. Кларка, Дж. Кейна, Т. Касамі, Е. Берлекемпа, К. Шлегеля, Л. Переза і ін. Проте питання практичного застосування завадостійкого кодування в широкосмугових системах супутникової і тропосферного радіозв'язку досі не знайшли належного розкриття в наукових публікаціях. Крім того, в літературі відсутні дані, присвячені реалізації модемів, які відповідають сучасним вимогам по завадостійкості, швидкості передачі даних і іншими параметрами.

Оскільки системи радіозв'язку призначені для надання масових послуг, то істотну роль грає вирішення низки технічних проблем. З одного боку - це забезпечення масового виробництва доступних за ціною зразків зв'язкової апаратури. З іншого боку - забезпечення високої завадостійкості і швидкості передачі даних. Ці два технічних аспекти вступають в протиріччя: підвищення завадостійкості і швидкості передачі даних диктує ускладнення апаратури, а вимога масового виробництва орієнтує на зменшення маси, габаритів і вартості станцій.

Дозволити дане протиріччя вдається в умовах стрімкого прогресу в розвитку радіоелектронної елементної бази, мікроелектроніки, техніки цифрової обробки сигналів. Використання сучасної елементної бази дозволяє втілювати в малогабаритному, енергоефективному і недорогому (за умови масового виробництва) модемі складні оптимальні алгоритми обробки сигналів, щоб забезпечити значне підвищення завадозахищеності супутникових і тропосферних станцій зв'язку.

Вибір виду модуляції і параметрів сигналів супутникових і тропосферних систем зв'язку нового покоління вимагає всебічного аналізу різних альтернативних варіантів як з урахуванням можливостей поліпшення основних характеристик систем, так і технічних обмежень, пов'язаних з реалізацією оптимальних алгоритмів прийому, демодуляції і декодування сигналів. До числа найбільш важливих напрямків підвищення ефективності супутникових і тропосферних систем зв'язку слід віднести застосування технології OFDM [1-3], шумоподібних сигналів, завадостійкого кодування [6], SDR-технологій [8].

Висновки

Найкращими сигналами по спектральній ефективності та завадозахищеності для лінійних трактів супутникових станцій зв'язку є сигнали NQPSK і NOQPSK. Для лінійних трактів з недостатньо «чистими» носійними доцільно мати ще й режим NBPSK.

Для нелінійних трактів з метою підвищення спектральної ефективності можна рекомендувати сигнали BPSK з плавним зміною фази на інтервалі близько 0,3 від тривалості інформаційного символу.

Технологія OFDM становить найбільший інтерес для систем тропосферного зв'язку, дозволяючи ефективно боротися з селективними завмираннями і забезпечуючи високу спектральну ефективність, швидкість і достовірність передачі інформації, стійкість до вузькосмугових завад і МСІ.

Для захисту від навмисних завад супутникових і тропосферних станцій зв'язку перспективні шумоподібні сигнали з фазовою модуляцією і з псевдовипадковою перебудовою робочих частот, а також з комбінованим видом модуляції ФМ-ШПС / ППРЧ.

В якості перспективних варіантів завадостійкого кодування в моделах супутникових і тропосферних систем зв'язку можна рекомендувати коди Ріда-Соломона, згорткові коди (в поєднанні з кодуванням Ріда-Соломона), турбо коди.

Використання SDR-технологій в станціях супутникового і тропосферного зв'язку вельми перспективно, тому що дозволяє створювати системи з гнучкою архітектурою, яка може змінюватися за допомогою програмного забезпечення.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Технология OFDM / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлома, А.П. Шумов. – М. : Горячая линия-Телеком, 2015. – 360 с.
2. Эффективность использования OFDM в тропосферном канале связи, спо-собы повышения помехоустойчивости / А.Ю. Строкова, А.Н. Фролов, А.М. Але-щечкин // Вестник СибГАУ, 2013. – №2 (48). – С. 91–94.
3. Перспективы применения OFDM в системах спутниковой и тропосфер-ной связи / А.Н. Фролов, Е.В. Богатырев, А.Ю. Строкова // Сб. науч. тр. Всеросс. НТК «Системы связи и радионавигации». – Красноярск: ОАО «НПП «Радиосвязь», 2014. – С. 16.
4. Статистический анализ сигналов тропосферных станций связи / А.Н. Фролов, Е.В. Богатырев, Г.А. Непомнящих // Сб. науч. тр. Всеросс. НТК «Системы связи и радионавигации». – Красноярск: ОАО «НПП «Радиосвязь», 2014. – С. 36.
5. Помехоустойчивость корреляционного приёмника MSK-BOC сигнала к сосредоточенной помехе / В.Н. Бондаренко, В.Ф. Гарифуллин, Т.В. Краснов, Д.С. Феоктистов, Е.В. Богатырев // Успехи современной радиоэлектроники. – 2017. – №12. – С. 71-74.
6. Применение адаптивных методов коррекции и эхоподавления при орга-низации высокоскоростной дуплексной связи по двухпроводной линии / И.А. Ма-каев, А.В. Мишанов, И.В. Аникьев, Е.В. Богатырев // Успехи современной радио-электроники. – 2017. – №12. – С. 150-154.
7. Frequency synchronization technique for OFDM signals / I.V. Dulkeyt, I.S. Zemlyanov, G.V. Svistunov // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, 2015.
8. Method for estimating confidence intervals of the probability positive results in experiments / V.L. Hazan, S.D. Sorokin, G.V. Svistunov // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Кирилюк Сергій Олександрович – студент групи ТКС-18м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: kso1996.08@gmail.com.

Vasylykivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Kyrylyuk Serhii - group TKS-18m, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnitsia, e-mail: kso1996.08@gmail.com.

О. В. СТАЛЬЧЕНКО
М. В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ
С. О. КИРИЛЮК
А. О. МЕГЛЕЙ

АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ ДУПЛЕКСНИХ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ І ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуто відомі методи організації дуплексних режимів роботи в системах передачі інформації (частотні, тимчасові і компенсаційні). Показано, що на нинішньому рівні розвитку цифрової обробки сигналів, саме компенсаційні методи поділу напрямків передачі стають основою для підвищення завадостійкості і ефективності використання каналних ресурсів дуплексних дротових і бездротових систем.

Ключові слова: ехокомпенсатор, завадозахищеність, дуплексна система зв'язку.

Abstract

Considered known methods for organizing duplex modes of work in information systems (frequency, time and compensation). It is shown that at the current level of development of digital signal processing, compensating methods of division of transmission lines become the basis for increasing noise immunity and efficiency of channel resources utilization of duplex wired and wireless systems.

Keywords: echo canceller, noise immunity, duplex communication system

Вступ

В даний час, з кожним роком істотно зростають інформаційні потоки, що передаються по каналах зв'язку. Дана обставина вимагає постійного збільшення швидкості і вірності передачі інформації. Це складне завдання вирішується комплексом заходів, таких як усунення надмірності в повідомленнях, завадостійке кодування, ефективні методи модуляції і так далі. З урахуванням того, що реальні канали є каналами зі змінними параметрами, в сучасних системах зв'язку, як правило, застосовуються адаптивні методи передачі і прийому.

Однак, в сучасних системах зв'язку найчастіше застосовується дуплексна передача, і оскільки реальні канали зв'язку, строго кажучи, слід вважати каналами зі змінними параметрами, то необхідність використання процедур адаптації очевидна і для дуплексних систем передачі, при цьому в дуплексних системах передачі існує специфічна проблема, обумовлена взаємним впливом зустрічних напрямків передачі. Ця «класична» проблема, яка здавна вирішувалася різними методами. У телефонії використовувалися диференціальні системи в поєднанні з ехозагороджувачем, в системах передачі даних - диференціальні системи в поєднанні з ехокомпенсаторами. З огляду на зміни параметрів каналу зв'язку в процесі сеансу зв'язку ехокомпенсатори повинні бути також адаптивними.

Теорія адаптації стосовно завдань зв'язку розроблялася вітчизняними вченими Я.З. Ципкиним, Р.Л. Стратановічем, В.В. Шахгільдяном, В.В. Лохвицьким, А.І. Фальком, С.А. Куріциним і іншими. Істотний внесок у розвиток цієї теорії внесли зарубіжні вчені М. Лохи, М.І. Сондхи, Б. Уїдроу, С. Стірнз і ін. Великий вклад в розвиток теорії і практики усунення впливу зустрічних напрямків передачі внесли М.К. Цибулін, А.Д. Снігова, С.С. Шаврин і ін.

Метою роботи є створення основ теорії дуплексних систем передачі повідомлень і розробка на їх базі методу і пристроїв інваріантної адаптивної ехокомпенсації.

Класифікація ехокомпенсаторів

Внаслідок зміни параметрів каналу під час сеансу зв'язку, що впливає на точність ехоподавлення, ехокомпенсатори повинні бути адаптивними. Серед відомих схем адаптивних ехокомпенсаторів найбільш широке поширення знайшли табличні і ехокомпенсатори на основі трансверсальних фільтрів. Однак при експлуатації такого роду ехокомпенсаторів було виявлено такі недоліки реалізації табличних ехокомпенсаторів: необхідний великий обсяг пам'яті, в якій зберігаються всі можливі заздалегідь обчислені зразки ехосигналів; в разі використання ехокомпенсаторів на базі трансверсальних фільтрів слід дотримуватися операцій типу згортки переданих сигналів і копії імпульсної реакції ехотракта, що вимагає великої кількості операцій множення і складання за інтервал дискретизації сигналів. Зазначені недоліки стимулюють пошук нових методів ехокомпенсації.

Один з таких методів використовує новий математичний апарат перетворення сигналів каналом зв'язку - теорію груп перетворень. Відповідно до цієї теорії, перетворення вхідних сигналів у вихідні можна розглядати як перетворення системи координат простору представлення сигналів, коли вхідні сигнали відображаються точками в одній системі координат, а вихідні сигнали - тими ж точками в іншій, реформованій системі координат. Операція перетворення систем координат має властивості груп. Зокрема, для лінійних систем, до яких відносяться лінійні канали зв'язку, перетворення систем координат сигнального простору є афінною групою перетворень. При цьому найважливішим моментом для передачі повідомлень є те, що групи перетворень мають інваріанти - особливі співвідношення між параметрами сигналів, які залишаються незмінними, незважаючи на спотворення самих сигналів каналом зв'язку. На базі цих інваріантів синтезовані інваріантні методи передачі, що забезпечують нечутливість переданих повідомлень до спотворень сигналів каналом зв'язку. Обґрунтуванню та реалізації інваріантних методів передачі на базі теорії груп перетворень присвячені роботи В.В. Лебедянцева.

Перетворення переданих сигналів лінійним ехотрактом дуплексної системи зв'язку також можна розглядати як перетворення афінної групи з основним інваріантом у вигляді збереження відношень довжин векторів сигналів однакового спрямування. На базі цього інваріанта синтезований інваріантний ехокомпенсатор, що розраховує оцінки довжин векторів ехосигналів по їх попереднім реалізаціям, який за кількістю операцій економічніший ніж компенсатор на базі трансверсального фільтра і вимагає для своєї реалізації меншого обсягу пам'яті в порівнянні з табличним ехокомпенсатором [1,2]. Варіанти реалізації інваріантного ехокомпенсатора з атенуатором при обробці сигналів в частотній області досліджено в роботах В.Б. Малінкін та інших російських вчених. Однак інваріантний ехокомпенсатор не є адаптивним, оскільки після зміни параметрів ехотракта на його виході виникають ехосигнали, що поки не дозволяє використовувати такі компенсатори в реальних дуплексних системах зв'язку. Крім того, в даний час відсутня загальна теорія дуплексних систем зв'язку, що ускладнює розробку нових методів передачі повідомлень в умовах взаємного впливу зустрічних напрямків поширення сигналів.

Після розгляду основних принципів поділу напрямків передачі можна провести систематизацію способів поділу за допомогою відповідних ознак. Перша ознака являє собою характер включення ехокомпенсатора щодо компенсувального ехотракта. У відповідність з цією ознакою можна розрізняти паралельний, послідовний і паралельно- послідовний способи компенсації.

Друга класифікуюча ознака визначається наявністю управління роботою компенсатора з боку джерела ехосигналів. Залежно від, існує це управління або відсутнє, ехокомпенсатори діляться на керовані (з змінними параметрами) і некеровані (з постійними параметрами). Прикладом керованого компенсатора служить послідовний компенсатор на основі взаємно-зворотних структур, приклад некерованого компенсатора - компенсатор на основі лінійного фільтра з постійними параметрами.

Третя класифікуюча ознака - симетричність щодо змін параметрів ехотракта. Відповідно розрізняють інваріантні і неінваріантні способи компенсації [3]. Прикладом інваріантного компенсатора є послідовний компенсатор на взаємно-зворотних структурах [4]. До часткового інваріантного способу відноситься паралельно-послідовний компенсатор. Існують також назви компенсаційних методів: абсолютні і відносні. Неінваріантні методи компенсації називаються абсолютними, а інваріантні методи називаються відносними. В якості четвертої ознаки слід використовувати властивість адаптуватися до умов, що змінюються параметром ехотракта і відповідно розділяти компенсатори на адаптивні і неадаптивні [5]. Оскільки реальні параметри

ехотракта при роботі по комутованих каналах можуть бути невідомими, а також змінюватися в часі, то проблема адаптації ехокомпенсаторів має велике значення.

На рис 1 наведена структура розробленої класифікації компенсаційних методів поділу напрямків передачі в дуплексних системах зв'язку.



Рисунок – 1. Класифікація компенсаційних методів поділу напрямків передачі в дуплексних системах зв'язку

Підводячи підсумки виконаної роботи, слід зазначити, що питання підвищення завадозахищеності дуплексних систем зв'язку завжди були і залишаються найбільш актуальною проблемою реалізації телекомунікаційної і радіоелектронної техніки найрізноманітнішого призначення [6].

Нова класифікація існуючих методів усунення електричного еха в дуплексних системах передачі повідомлень, яка дозволяє виявити безліч варіантів реалізації компенсаційних пристроїв, проводити аналіз, будувати і досліджувати різні структури компенсаторів ближнього і далекого відлуння в системах дуплексної передачі інформації [7,8]

Висновки

1. Для дослідження двосторонніх систем, з метою виявлення основних елементів, що впливають на якість передачі інформації, розглянута типова структурна схема дуплексної передачі повідомлень.
2. Розглянуто різні методи ехокомпенсації в дуплексних системах передачі інформації. На основі порівняльного аналізу методів поділу напрямків передачі повідомлень, можна вибрати ехокомпенсатор для застосування в апаратурі електрозв'язку.
3. Наведено принципи адаптації в системах двосторонньої передачі повідомлень.
4. Проведено аналіз і порівняння паралельних і послідовних адаптивних ехокомпенсаторів.
5. Розроблено класифікацію принципів поділу напрямків ехокомпенсаторів. На підставі розробленої класифікації можна будувати і досліджувати різні структури компенсаторів ближнього і далекого відлуння в системах дуплексної передачі інформації.
6. На основі проведеного огляду наукових робіт поставлено завдання дослідження актуальних питань сучасної радіотехніки і телекомунікації.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Абрамов С.С. Инвариантный адаптивный эхокомпенсатор с квадратурными каналами обработки информации / Фундаментальные исследования, № 6, 2014. – С. 909 - 913.
2. Абрамов С.С. Анализ качества функционирования инвариантного эхокомпенсатора в условиях изменения параметров канала связи / Фундаментальные исследования. № , 2015. – № 7 (часть 4). – С. 736-740.
3. Абрамов С.С. Дробно-интервальный корректор. / Материалы российской научно-технической конференции «Современные проблемы телекоммуникаций» - Новосибирск, 2014. - С.205. 167.
4. Абрамов С.С. Линейные трансверсальные корректоры/ Материалы российской научно-технической конференции «Современные проблемы телекоммуникаций» - Новосибирск, 2014. - С.206.
5. Абрамов С.С., Апханова Е.Б. Алгоритмы адаптивной фильтрации и особенности реализации. / Материалы российской научно-технической конференции «Современные проблемы телекоммуникаций» - Новосибирск, 2015. Том 1 - С.454-456.
6. Абрамов С.С., Гусельников А.С. Тензорная модель эхотракта и его инварианты. / Материалы российской научно-технической конференции «Современные проблемы телекоммуникаций» - Новосибирск, 2015. Том 1 - С.457-459.
7. С.С. Абрамов, В.В. Лебедев, А.С. Гусельников, А.А. Калачиков, И.И. Павлов. Устранение межсимвольных помех на выходе эхотракта в инвариантном эхокомпенсаторе с квадратурными каналами. // Фундаментальные исследования. 2015, №10, ч.1. С.36-42.
8. Лебедев В.В. Обобщенный инвариантный метод передачи сообщений и оценка его информационной защищенности. // Инфокоммуникационные технологии. Том 12, №3, 2014, С.28-32.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Стальченко Олександр Володимирович – канд. тех. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Кирилюк Сергій Олександрович – студент групи ТКС-18м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: kso1996.08@gmail.com.

Меглей Артем Олегович – студент групи ТКТ-17мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Vasylykivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Stalchenko Alexandr Vol. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Kyrylyuk Serhii - group TKS-18m, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: kso1996.08@gmail.com.

Megley Artyom - student of the group TKT-17ms, faculty of infocommunications, radio electronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

**О. О. ДРЮЧИН
М. В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ
В. Ю. КУШНІР
М. М. МЕНОВЩИКОВ**

ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИХІДНИХ КАСКАДІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ РАДІОСИСТЕМ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Здійснено короткий опис тенденцій і способів підвищення енергетичної ефективності генераторів радіопередавальних пристроїв, виділені сучасні і найбільш перспективні способи підвищення енергетичної ефективності, такі як використання ключових режимів. Відзначається велика увага, яка приділяється в усьому світі питань теорії і практики цих режимів, дослідження яких залишається актуальним і на сьогоднішній день.

Ключові слова: радіоелектронні засоби; енергетична ефективність; автоанодна модуляція.

Abstract

A brief description of trends and ways of improving the energy efficiency of generators of radio transmitting devices is given, modern and most promising ways of improving energy efficiency, such as the use of key modes, are highlighted. There is a lot of attention paid to world-wide issues of the theory and practice of these regimes, whose research remains relevant to date.

Keywords: radio electronic facilities; power efficiency; autoanodic modulation.

Вступ

Сучасні радіоелектронні засоби є невід'ємною частиною виробленої людством техніки, від побутової до космічної, при потужності від часток мілівата до десятків і сотень мегават. При цьому, однією з основних складових таких засобів є генератори і перетворювачі електричної енергії. Виробництво енергії, яку доводиться витратити на функціонування таких пристроїв, вже становить значну частину капітальних витрат будь-промислово-розвиненої країни. Це в свою чергу вимагає істотного підвищення енергетичної ефективності радіоелектроніки. Стосовно до техніки радіозв'язку і телерадіомовлення, підвищення коефіцієнта корисної дії (ККД) пристрою дозволить знизити не тільки витрати на електроенергію, які становлять більше половини всіх експлуатаційних витрат, але також спростити систему охолодження, поліпшити масо габаритні параметри, забезпечити якісні показники, істотно підвищити надійність, що особливо важливо в сучасних умовах автоматизованих і необслуговуваних систем. У зв'язку з цим, підвищення енергетичної ефективності радіоелектронних засобів, безумовно, є однією з найактуальніших завдань сучасної науки і техніки.

Метою роботи є розробка методів підвищення енергетичної ефективності підсилюючих трактів радіопередавачів в умовах переходу на цифрові методи передачі інформації.

Основна частина

У сучасних системах телерадіомовлення іде інтенсивний перехід на цифрові методи передачі інформації з використанням технології OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). За останні роки в світі стандартизовано принаймні п'ять систем цифрового телерадіомовлення. Це чотири стандарту телевізійного мовлення (DVB-T, ISDB-T, DAB-T, ATSC-8VSB) і система звукового радіомовлення DRM. Всі вони, за винятком однієї, використовують метод COFDM (OFDM з кодуванням). Наявність в сигналі COFDM складових з квадратурної амплітудної модуляцією (КАМ) високої кратності вимагає від підсилювального тракту передавача дуже високого ступеня лінійності амплітудних і фазових характеристик. Для забезпечення цих вимог, потужність генераторів

модульованих коливань в режимі COFDM доводиться зменшувати в кілька разів у порівнянні з номінальною, переводячи ряд його ступенів в режим коливань першого роду (клас А). При цьому неминуче падає промисловий к.к.д. передавача. З урахуванням майбутнього впровадження цифрових методів ця особливість сучасних передавачів робить задачу енергетичної ефективності особливо актуальною.

До теперішнього часу розроблено чимало способів вирішення цього завдання. Власне нею почали займатися практично одночасно з появою перших електронних генераторів (підсилювачів потужності). Ще в 20-х роках минулого століття інженери J. Zennek і H. Rukop [1] запропонували для підвищення к.к.д. генератора відмовитися від гармонійної форми напруги на аноді генераторної лампи і використовувати коливання прямокутної форми або близькою до неї. Ця ідея пізніше була реалізована в бігармонічних режимах, дослідженому І. Н. Фомічевим [2] і А.І. Колесніковим [3], які пропонували виділяти в вихідній напрузі генератора крім першої відповідно третю або другу гармоніку підсилюється сигналу, які дозволяли отримати, при визначених кутах відсічення, форму напруги близьку до прямокутної. Надалі ця ж ідея була реалізована в полігармонічних режимах, які отримали умовні позначення клас D, E, F, і т.п.

Інший спосіб підвищення ефективності передавача з амплітудною модуляцією був запропонований у Франції і реалізований в передавачах фірми FRS. Цей спосіб заснований на перетворенні фазової модуляції в амплітудну, з використанням її переваг (незмінна амплітуда) і отримав назву модуляції дефазуванням [3, 4]. До недоліків модуляції дефазуванням слід віднести нелінійність модуляційної характеристики, яка при лінійній фазовій модуляції має форму відрізка синусоїди. Для виправлення нелінійності потрібні додаткові заходи, які суттєво ускладнюють схему модуляції, в результаті, передавач виявляється занадто складним і незручним в експлуатації. За межами Франції схема не знайшла широкого застосування.

Оскільки енергетична ефективність передавача в основному визначається показниками вихідного каскаду, то завдання, значною мірою, зводиться до вдосконалення режимів генераторів. В цьому відношенні радикальним способом підвищення ефективності генераторів є застосування «ключових» режимів роботи, які можна розглядати як розвиток ідей Зенніка - рукопис і Н.І. Фомічева - А.І. Колесникова. В таких режимах активний елемент (АЕ) генератора працює як звичайний ключ, замикаючи або розмикаючи електричний ланцюг. Якщо на робочій частоті можна знехтувати впливом реактивностей схеми, і опір АЕ у відкритому стані близько до нуля, а в закритому прямує до нескінченності, то втрати потужності в ньому повністю відсутні, тому що в будь-який момент часу на АЕ відсутня або напруга, або через нього не протікає струм. Мінімальний опір АЕ у відкритому стані забезпечується, якщо він працює в режимі насичення, тобто при великому вхідному сигналі. Якщо ж сигнал на вході змінюється по амплітуді, то при постійній напрузі харчування забезпечення режиму насичення і відповідно ключового режиму, стає неможливим. Тому в ключовому режимі можливе підсилення лише сигналів з постійною амплітудою, тобто сигналів з частотною, фазовою або імпульсною модуляцією. При наявності змінюється амплітуди сигналу доводиться застосовувати перетворення вихідного сигналу в проміжну форму з постійною амплітудою і подальшим відновленням за допомогою лінійних, або нелінійних операцій. До таких рішень може бути віднесена технологія роздільного посилення сигналів із змінною амплітудою за методом Кана [5]. У цьому випадку вихідний сигнал гранично обмежується по амплітуді і посилюється в окремому каналі із застосуванням ключового режиму. В іншому каналі сигнал детектується, і його огинає, після посилення, використовується для модуляції напругою живлення АЕ вихідний каскад.

При всіх очевидних перевагах ключового режиму, його застосування довго не знаходило широкого застосування, головним чином, через недосконалість застосовувалися АЕ. Електронні лампи мають великий внутрішній опір в режимі насичення і працюють при високих напругах. Це призводить до великих втрат у відкритому стані за рахунок великого залишкового напруги на аноді. На підвищених частотах до прямих втрат додаються, обумовлені паразитними ємностями схеми, «комутативність» втрати, які пропорційні робочій частоті генератора і квадрату напруги на аноді в момент комутації. Таким чином, в лампових генераторах ключові режими вдавалося реалізувати лише в діапазонах довгих і середніх хвиль (до 1 - 1,5 МГц).

Іншу категорію генераторів складають модуляційні пристрої, що застосовуються при наявності в сигналі амплітудної модуляції і представляють собою генератори звукових сигналів, або сигналів обвідної вузькосмугових сигналів з амплітудно-фазовою модуляцією при роздільному посиленні за методом Кана (наприклад, сигналів з односмуговою модуляцією, або з OFDM). Протягом багатьох

років потужні модулятори будувалися за стандартними схемами з застосуванням аналогових режимів, що відрізняються низьким ККД і обмеженою пропускну здатністю в області нижніх частот, внаслідок використання узгоджувальних трансформаторів. Обв'язок складних сигналів з амплітудно-фазовою модуляцією може містити дуже низькі частоти аж до постійної складової, тому типові структури модуляторів стають не тільки не вигідними, але і взагалі не застосовними.

Таким чином, на підставі вищевикладеного, можна зробити висновок про безумовну актуальність завдань, пов'язаних з використанням ключових режимів, і про велику увагу, яку приділяє під всім світі питань теорії і практики його реалізації. Незважаючи на значні досягнення в цій галузі, залишається ще чимало завдань, вирішення частини яких пропонує дана робота.

Висновки

Підводячи підсумки виконаної роботи, слід зазначити, що питання підвищення енергетичної ефективності генераторних, перетворювальних пристроїв і підсилювачів потужності завжди були і залишаються найбільш актуальною проблемою реалізації радіоелектронної техніки найрізноманітнішого призначення і рівня потужності.

У роботі розглянуто шляхи вирішення деяких питань цього класу проблем стосовно ключовим генераторів високої частоти та підсилювачів потужності з проміжною широтно-імпульсною модуляцією.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Е.С. Абрамова. Исследование схем резонансных усилителей высокой частоты в режиме класса D. // Современные проблемы науки и образования: научный журнал. 2014. – № 6.
2. А.М. Михеенко, Е.С. Абрамова. Анализ статических модуляционных характеристик модулятора с передачей энергии в нагрузку через индуктивный накопитель (ПЭИН) // Современные проблемы телекоммуникаций: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2015. – С. 460 – 464.
3. И. И. Павлов, С. С. Абрамов, Е. С. Абрамова, А. С. Гусельников, Д. Ю. Старыш. Реализация режима работы активного элемента с отсечкой выходного тока // Наука, технологии и инновации в современном мире: материалы II международной научно-практической конференции, Уфа, 30 – 31 июля 2015 г. Уфа: РИО ИЦИПТ, 2015. – С. 50 – 54.
4. I. I. Pavlov, A. S. Abramov, E. S. Abramova, A. S. Guselnikov, D. Yu. Starysh. Realization of the operating mode of the active element with the cut-off of output current // Наука, технологии и инновации в современном мире: материалы II международной научно-практической конференции, Уфа, 30 – 31 июля 2015 г. – С. 54 – 58.
5. Е. С. Абрамова, А. М. Михеенко, А.С. Гусельников, И. И. Павлов. Параллельный резонансный инвертор // Фундаментальные исследования: научный журнал, 2015. - № 7, ч. 2. – С. 304 – 308.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Дрючин Олександр Олексійович – канд. тех. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Кушнір Валентина Юрївна — студентка групи ТКТ-18мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Меновицьков Микола Миколайович – студент групи ТКТ-17мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Vasylkivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Driuchyn Oleksandr O. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Kushnir Valentyna Y. — Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Menovshchykov Mykola M. – Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ШИРОКОСМУГОВИХ МЕРЕЖ ДЛЯ НАДАННЯ ВИСОКОЯКІСНОГО ПОТОКОВОГО СЕРВІСУ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Виконано порівняльний аналіз існуючих транспортних протоколів, призначених для організації високошвидкісної передачі даних. Розглянуто алгоритми, спрямовані на поліпшення точності оцінки доступної смуги пропускання високошвидкісних з'єднань.

Ключові слова: транспортний протокол, високошвидкісна передача даних, смуга пропускання.

Abstract

A comparative analysis of existing transport protocols, designed for organization of high-speed data transmission, is performed. The algorithms aimed at improving the accuracy of estimating the available bandwidth of high-speed connections are considered.

Keywords: transport protocol, high-speed data transmission, bandwidth.

Вступ

Завдання передачі даних між мережними вузлами виникла майже одночасно з появою перших ЕОМ. Стрімкий розвиток цифрової техніки збільшує обсяги даних, з якими стикаються користувачі, що обумовлює необхідність збільшення швидкості передачі цих даних. У наш час швидкість в кілька десятків мегабіт доступна багатьом, навіть на домашніх терміналах - наприклад, стиснутому відеопотоку у форматі FullHD необхідно порядку 10 Мбіт / с смуги пропускання. Активно впроваджується послуга доставки відео-контенту в форматі 4k, для чого потрібно вже не менше 15 Мбіт / с. Такі швидкості були немислимі в домашніх умовах всього лише одне десятиліття назад. У професійному середовищі необхідність в доступній пропускній здатності досягає декількох сотень гігабіт на секунду.

Отже, поняття «високошвидкісна передача даних» має нерозривний зв'язок з часовим контекстом, в якому воно розглядається. Не виключено, що через 10 років контент буде доставлятися до терміналу користувача зі швидкостями, що перевищують десятки Гбіт / с.

Метою роботи є оцінювання доступної смуги пропускання для забезпечення передачі даних зі швидкостями до 10 Гбіт / с і аналіз особливостей використання вискоефективних транспортних протоколів.

Основна частина

В цілому, більш ефективного використання наявних каналів можна домогтися двома незалежними підходами: використання більш стійких до завад середовищ передачі даних і використання більш ефективних алгоритмів для передачі даних. Дослідження принципово нових середовищ поширення сигналів, у вигляді інваріантних систем зв'язку, представлено в [4]. Однак незважаючи на якість середовища передачі даних, втрати і спотворення даних можуть траплятися не тільки при проходженні сигналів по каналах, але і в проміжних пристроях, таких як маршрутизатори. Тому для безпомилкової передачі даних необхідний алгоритмічний підхід.

Вимірювання доступної смуги пропускання в контексті транспортного протоколу передачі даних покликане збільшити його інформованість про з'єднання, через яке ведеться доставка контенту. У з'єднанні або на деяких його ділянках, як правило, крім трафіку, згенерованого самим протоколом, присутній крос-трафік - дані, що курсують між іншими вузлами або додатками. Потоки даних, в разі,

якщо їх сукупна швидкість перевершує пропускну здатність з'єднання або його ділянки, конкурують один з одним за те, щоб зайняти якомога більше смуги пропускання. Така поведінка неминуче викликає перевантаження в мережі; проміжні мережеві пристрої не в змозі обслужити весь потік даних. Пакети, що надходять в уже наповнений буфер такого пристрою, будуть відкинуті. Факт втрати пакетів сприймається транспортними протоколами як наявність перевантаження в мережі і спонукає механізм управління перевантаженнями знизити швидкість передачі даних.

Іншими словами, цей процес можна описати як передачу даних між двома вузлами через якийсь «чорний ящик»; про який відомо лише, з якою максимальною швидкістю він може приймати дані (пропускну здатність інтерфейсу передавача) і потенційно передавати інформацію (пропускну здатність інтерфейсу приймача).

Найбільш використовуваний транспортний протокол TCP встановлює основні характеристики передачі в рамках сесії, орієнтуючись на період кругового звернення (RTT) і втрати в з'єднанні. Від RTT, тим чи іншим чином, залежить розмір ковзаючого вікна (Congestion window), за допомогою якого відбувається керування перевантаженнями. В різноманітних версіях TCP управління перевантаженнями відбувається по-різному. У міру передачі даних, в разі відсутності втрат, вікно плавно збільшується до тих пір, поки вони не будуть зафіксовані. Реакцією на це, як правило, є зменшення цього вікна, що веде до зменшення швидкості пересилання даних. Іншими словами, швидкість наростає до тих пір, поки мережа не буде перевантажена, а деякі дані - втрачені. Після цього відбувається різке зменшення вікна, а при відсутності втрат його плавно зростає. Як це буде показано в ході опису методів оцінки доступної смуги пропускання, втрати пакетів - це не єдине явище, яке супроводжує перевантаження. По аналогії з «чорним ящиком» це можна показати наступним чином: якщо дані, що входять до нього, надходять на швидкості, що перевищує ту, яку він може обробити, то на приймальній стороні швидкість передачі буде, по-перше, менше ніж вхідна, а, по-друге, вона буде приблизно відповідати доступній смузі пропускання цього ящика. Тобто затримка окремо взятого пакету буде збільшуватися.

Аналізуючи подібні ознаки, перевантаження можна зафіксувати на ранніх стадіях і завчасно знизити швидкість - до того, як відбулися втрати даних. Крім цього, подібний підхід дозволяє не знижувати швидкість стрибком, як це відбувається з TCP, а плавно знижувати її до тих пір, поки швидкість відправника і одержувача не стануть рівними. Це дозволить транспортному протоколу максимально використовувати наявну пропускну здатність з'єднання, залишаючись при цьому досить «справедливим» (fair) до конкурентних потоків даних в з'єднанні.

В контексті транспортних протоколів тема «справедливості» стоїть досить гостро. Так, в мережах загального користування, де переважна більшість даних, які неодмінно повинні бути доставлені, передаються за допомогою TCP, вважається неможливим використання інших протоколів, якщо вони ведуть себе по відношенню до TCP «несправедливо». Однак, крім транспортних протоколів з гарантією доставки, в мережі є багато учасників, які передають дані в реальному часі по UDP. При цьому, з наростаючим розвитком технологій, потрібні більш смуги пропускання для таких додатків. Наприклад, відеокамери, знімають все більш і більш високоякісне відео. Потік таких даних, як правило, веде себе «несправедливо», адже дані повинні бути передані з постійною швидкістю. Кількість користувачів, що передають дані подібним чином, зростає; а, значить, кількість трафіку в мережі, яка поводить себе «несправедливо» по відношенню до TCP, збільшується.

Концепція «справедливості» TCP передбачає, що, якщо N TCP потоків присутні в з'єднанні, то кожен з них повинен використовувати не більше ніж $1 / N$ пропускну здатність з'єднання. Вже згадана вище реакція TCP на втрати в мережі робить його дуже вразливим з боку UDP-потоків реального часу. Іншими словами, якщо в з'єднанні крім N TCP-потоків присутній UDP-потік, який займає половину доступної смуги пропускання, то кожен з потоків буде використовувати не більше ніж $1 / (2N)$ від загальної пропускну здатності. Крім цього, концепція не виконується і самим протоколом TCP. В [6] показано, що TCP-потоки в з'єднаннях з меншою затримкою RTT поведуться менш «чесно» до потоків, що переносять дані на великі відстані. Крім цього, в роботі [3] описується, що в високошвидкісних мережах на «чесність» потоків TCP впливає також режим обслуговування черг маршрутизаторами.

З одного боку, високошвидкісний трафік, «несправедливо» відноситься до інших сполук, так чи інакше, витісняючи інших учасників мережевої взаємодії. З іншого боку, передача даних в «справедливому» режимі, як це здійснюється TCP, робить її вразливою для безлічі мережевих додатків, які заповнюють смугу пропускання «несправедливо».

Маючи інформацію про доступну смугу пропускання, можна отримати можливість створення «гібридної справедливості». Наприклад, такий транспортний протокол використовуватиме 80% сполук агресивно, а його залишок «справедливо». Таким чином, суміжні потоки не будуть повністю блоковані і зможуть передавати дані; в цей час високошвидкісний транспорт буде робити те, для чого він був спроектований - передавати дані швидше.

Аналіз доступної смуги пропускання ще більш цікавий для додатків з передачею потокового трафіку реального часу - наприклад, аудіо- або відеоданих. Чим вище якість відео-потoku, тим ширше смуга пропускання. Як правило, подібний трафік передається за допомогою UDP без гарантії доставки. У випадку перевантаження мережі, при передачі такого трафіку, деякі IP-пакети губляться безповоротно, і на приймальній стороні частина даних не буде отримана. У випадку з відео-потокom, зображення може стати нерозбірливим, і можуть відбуватися «завмирання». Якщо перевантаження в мережі не усунути, то далі цим сервісом неможливо буде користуватися. Такі проблеми вирішуються, наприклад, зниженням якості зображення при виявленні втрат.

З використанням обсягу доступної смуги пропускання буде надана можливість зафіксувати перевантаження на ранній стадії і завчасно вжити заходів, зокрема, знизити якість відео-потoku для надання сервісу більш низької якості, але уникаючи при цьому втрати даних. У випадку з відео-конференцією, наприклад, якість зображення буде нижчою, але звукова інформація, що вимагає значно меншої смуги пропускання, не постраждає.

Висновки

Виконано порівняльний аналіз транспортних протоколів для високошвидкісної передачі даних. Дослідження показали, що присутні істотні відмінності при визначенні доступної смуги пропускання на низьких швидкостях до 1 Гбіт / с, на високих швидкостях від 1 Гбіт / с і вище. При передачі даних зустрічаються явища, які не властиві для низькошвидкісної передачі, як, наприклад, об'єднання переривань. Показана ефективність використання обсягу доступної смуги пропускання для організації високошвидкісного з'єднання. У перспективі, розглянута технологія може бути використана як для досягнення високої ефективності в широкосмугових мережах, так і для надання високоякісного потокового сервісу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Xue, L. A study of fairness among heterogeneous TCP variants over 10 Gbps high-speed optical networks / L. Xue, S. Kumar, C. Cui and S.-J. Park // *Opt. Switch. Netw.*, vol. 13, Jul. 2014. – pp. 124–134.
2. С.-Н. (John) Wu and J. D. Irwin // *Introduction to Computer Networks and Cybersecurity*, CRC Press, 2013, p. 740.
3. Kachan, D. Comparison of Contemporary Solutions for High Speed Data Transport on WAN 10 Gbits Connections presented at the ICNS 2013 / D. Kachan, E. Siemens and V. Shuvalov // *The Ninth International Conference on Networking and Services*, 2013. – pp. 34–43.
4. Kachan, Dmitry. Comparison of Contemporary Protocols for High-speed Data Transport via 10 Gbps WAN Connections / Dmitry Kachan and Eduard Siemens // *The 2nd International Conference on Applied Innovations in IT*. – Germany, Koethen, 2014. – pp. 21–27.
5. В. Олифер и Н. Олифер, Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы, 4 издание. 944 с. Питер, 2014.
6. Hanford, N. “Analysis of the Effect of Core Affinity on High-Throughput Flows / N. Hanford [etc.] // 2014 Fourth International Workshop on Network-Aware Data Management (NDM), 2014. – pp. 9–15.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: mvasylkivskyi@gmail.com

Макогон Віталій Іванович – асистент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: viml986@i.ua

Vasylkivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Vitaliy Makogon - Assistant Professor, Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University.

АНАЛІЗ НЕЛІЦЕНЗОВАНИХ ЧАСТОТНИХ ДІАПАЗОНІВ 2,4 ГГц ТА 5 ГГц ДЛЯ СТАНДАРТУ 802.11

Вінницький національний технічний університет;

Анотація

В даній роботі, проведено аналіз частотних діапазонів 2,4 та 5 ГГц, що використовуються в стандарті 802.11.

Ключові слова: стандарт 802.11 Wi-Fi, частотний діапазон 2,4 ГГц, частотний діапазон 5 ГГц, технологія розширення спектра, безпроводний канал.

Abstract

In this paper, was conducted the analysis of the 2,4 and 5 GHz frequency bands, used in the 802.11 standard.

Keywords: 802.11 Wi-Fi standard, 2.4 GHz band, 5 GHz band, technology of expand the range, wireless channel.

Вступ

Однією із основних задач сучасних засобів для передачі трафіку, з використанням безпроводних каналів, є забезпечення високої пропускної здатності для окремо взятого абонента [1]. Так як, високошвидкісні канали передачі інформації для сімейства стандартів 802.11x створюються за рахунок розширення спектра, то при збільшенні частоти робочого діапазону можна використовувати їх більшу кількість. Але використання різних діапазонів дає як переваги так і недоліки.

Основна частина

Для сімейства стандартів 802.11x використовуються неліцензовані частотні діапазони [2-5]. Діапазон 2,4 ГГц має смугу $\Delta f = 83,5$ МГц: від 2,401 ГГц до 2,4835 ГГц. Діапазон 5 ГГц використовує наступні смуги: нижній – від 5,150 ГГц до 5,250 ГГц; середній – 5,250 ГГц до 5,350 ГГц; середній розширений – від 5,470 ГГц до 5,725 ГГц; верхній – від 5,725 ГГц до 5,825 ГГц. Тоді можна записати:

$$\frac{f_{2,4}}{f_5} \approx \frac{\lambda_5}{\lambda_{2,5}};$$

де λ – довжина хвилі; f – частота хвилі в середовищі передачі.

Враховуючи доступні смуги, отримаємо наступні співвідношення:

$$\begin{aligned} \frac{2,401...2,4835}{5,150...5,350} &\approx \frac{0,1249...0,1207}{0,058...0,056} \approx 2,08...2,23, \\ \frac{2,401...2,4835}{5,470...5,825} &\approx \frac{0,1249...0,1207}{0,055...0,051} \approx 2,19...2,45. \end{aligned}$$

Як можна бачити, різниця між діапазонами 2,4 ГГц та 5 ГГц складає більше ніж два рази. Це означає, що хвилі діапазону 5 ГГц мають в два рази меншу здатність огинати перешкоди. Для таких хвиль рівень затухання буде вищим при наявності значної кількості об'єктів у приміщенні та меншу проникність через архітектурні завади [6, 7].

Для діапазону 2,4 ГГц смуга частот в свою чергу поділяється на 14 частотних каналів, носійні яких розташовані з інтервалом у 5 МГц. Тут можна отримати три канали зі смугою 20 МГц та один 40 МГц, що не перекриваються. У діапазоні 5 ГГц існує можливість створення каналів смугою 80 і 160 МГц що використовується у стандарті 802.11ac.

Висновки

Таким чином, має місце використання двох видів неліцензованих діапазонів для мереж стандарту 802.11. Для кожного із них існують свої переваги та недоліки.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Михалевський Д. В. Оцінка ефективної швидкості передачі інформації для сімейства стандартів 802.11x у діапазоні 2.4 ГГц / Д. В. Михалевський, О. С. Городецька. – Сборник научных трудов Sword. – Выпуск 3(40). Том 3. Иваново: Научный мир, 2015. – С.43-47.
2. Михалевський Д. В. Дослідження потужності сигналу приймачів стандарту Wi-Fi: матер. між. наук.-практ. конф. / Д. В. Михалевський // Актуальные проблемы современной науки и пути их решения. – Знания Украины, 2014. – С. 29–31.
3. Михалевський Д. В. Дослідження передачі інформації в умовах суміщеного та сусіднього інтерференційного каналів для стандарту 802.11n / Д. В. Михалевський, В.В. Номировська, О.М. Постернак // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.– 2015. – №2. – С. 155 – 159.
4. Михалевський Д. В. Аналіз частотного спектру діапазону 5 ГГц для сімейства стандартів 802.11x / Д. В. Михалевський // Proceedings of the International Scientific and Practical Conference «The Top Actual Researches in Modern Science, Vol. I. – Dubai.: Rost Publishing, 2015. С. 9-12.
5. Михалевський Д. В. Дослідження безпроводного каналу стандарту 802.11n частотного діапазону 5 ГГц / Д. В. Михалевський, Л. А. Рогозіна, А. В. Крутін // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.– 2016. – №2. – С. 214 – 218.
6. Михалевський Д. В. Оцінка параметрів безпроводного каналу передачі інформації стандарту 802.11 Wi-Fi / Д. В. Михалевський. – Східно - Європейський журнал передових технологій. – 2014. – № 6/9 (72). – С. 22-25. DOI: 10.15587/1729-4061.2014.31666
7. Михалевський Д.В. Особливості технології МІМО у стандарті 802.11 / Д.В. Михалевський, О.С. Городецька. – Научные труды SWorld. – Выпуск 3(44). Том 1. – 2016. – С. 49-54.
DOI:10.21893/2410-6720-2016-44-1-106

Михалевський Дмитро Валерійович — канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет

Mikhalevskiy Dmytro — Cand. Sc. (Eng), Associate Professor at the Department of Telecommunication System and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia

ЗАСТОСУВАННЯ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ GSM В КОМПЛЕКСНИХ СИСТЕМАХ БЕЗПЕКИ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуто канал зв'язку GSM як систему для передачі даних в області безпеки, також описано основні компоненти та проблеми системи.

Ключові слова: GSM, система безпеки.

Abstract

The GSM communication channel is considered as a system for data transmission in the field of security, and also the main components and problems of the system are described.

Keywords: GSM, security system.

Вступ

В даний час акцент сучасних систем безпеки, в особливості систем об'єктової охоронної сигналізації та інтелектуальних систем управління інженерного автоматикою, поступово зміщується в бік бездротових систем і каналів передачі сигналів стану системи її власнику. Особливо популярним в даний час є стандарт передачі даних GSM. Стандарт GSM був розроблений Європейським інститутом телекомунікаційних стандартів (ETSI) і визнаний найбільш надійним і масовим по використанню в засобах телекомунікації та зв'язку.

Мета роботи – опис системи передачі даних в області безпеки за допомогою каналу зв'язку за стандартом GSM.

Основна частина

Тенденція використання каналів стільникового зв'язку для систем безпеки обумовлена наступними факторами: збільшення обсягів будівництва житлового та нежитлового фонду в містах, розвиток заміського котеджного будівництва і, як наслідок, збільшення кількості об'єктів, які потребують охорони, контролю, централізованого моніторингу. Тому доступним каналом зв'язку з рухомими віддаленими об'єктами і об'єктами з «кризою дротового зв'язку» стає стільниковий зв'язок, зокрема GSM стандарту. На сьогоднішній день по GSM каналу організовуються не тільки телефонний зв'язок між абонентами, а й інформаційно керуючий процес між системами різного призначення і їх користувачами. У багатьох моделях модулів GSM реалізуються такі сервіси, як «гаряча клавіша тривоги» (набір потрібного номера одним натисненням), «гаряча клавіша виклику лікаря (поліції, групи реагування)», а також прослуховування в режимі реального часу віддаленим користувачем аудіообстановки навколо суб'єкта або на контрольованому об'єкті. Популярною стає і автомобільна сигналізація з використанням GSM/GPS модулів. Автовласник в даному випадку може знати про свій автомобіль практично все, і більше того, перешкоджати його управлінню віддалено, в надзвичайній ситуації, а також отримувати відомості про його місцезнаходження і прослуховувати салон. Точність визначення місця розташування автомобіля може варіюватися від 3 до 100 м при використанні мобільного зв'язку [1].

При впровадженні систем безпеки, моніторингу та управління з використанням каналу GSM присутні завжди три компонента [2]:

Компонент №1. власне система безпеки або інженерна інтелектуальна система – мається на увазі оснащення об'єкта датчиками різного призначення.

Компонент №2. Модуль GSM з різним набором сервісів, який перетворює і передає для користувача (адміністратора) системи на приймальне обладнання (мобільний телефон, комп'ютер, центральний пост спостереження, сайт в Інтернеті) сигнали тривоги, голосові повідомлення,

текстові повідомлення (SMS), технічні параметри або приймає і перетворює керуючі команди для системи, які вона виконує. Власне моніторингова станція по каналах GSM зі спеціалізованим програмним забезпеченням може забезпечувати підключення до десятка тисяч об'єктів, а також може здійснювати прийом сигналів через провідні канали зв'язку, якщо на них додзвонюється модуль GSM як на дозволені. Багато моделей приймачів-передавачів по GSM-каналу мають можливість підключення релейних модулів. Релейні модулі управляються вбудованими контролерами. Через них виконуються команди управління виконавчими механізмами.

Компонент №3. Комутований канал стільникового зв'язку GSM між SIM-картами (телефонними номерами) GSM-модуля і віддаленого користувача (адміністратора). Слабким місцем в каналі зв'язку GSM залишається SIM-карта, носій закритої інформації алгоритму COMP128 для ідентифікації номера власника і його прав. У операторів стільникового зв'язку є можливість самостійно знижувати рівень алгоритму шифрування A5, що використовує 26-бітний ключ шифрування для захисту від прослуховування. Найбільш вірогідним і грубим способом виведення каналу зв'язку з ладу є примусове зниження сигналу прийому обладнання стільникового зв'язку.

Зразкові технічні характеристики мобільних заглушувачів каналу GSM: кількість антенних контурів – 2, потужність випромінювання антен від 6 до 30 Вт, кут випромінювання до 120°, дальність дії від 6 до 200 м.

Висновки

Можна зробити висновок, що удосконалення технології та обладнання для інформаційного обміну по GSM-каналу може привести до гідних результатів при впровадженні нових рішень в області комплексної безпеки. Якщо передана інформація від систем буде оперативною і суттєво скоротиться час прийняття рішення і реакції на надзвичайну ситуацію, що склалася, і якою можна буде керувати дистанційно – тоді можна сказати, що мета безпеки досягнута.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Peter Gutmann, "Re: Forthcoming Biryukov/Shamir result against A5/1 GSM privacy algorithm", posting to cryptography@c2.net mailing list, 7 грудня 1999 р.
2. Simon J. Shepherd, "Cryptanalysis of the GSM A5 Cipher Algorithm", IEE Colloquium on Security and Cryptography Applications to Radio Systems, Digest No. 1994/141, Savoy Place, London, 3 червень 1994 р.

Вознюк Олексій Петрович – студент групи АРЗ-18м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: voznyuk.o.p.96@gmail.com

Семенова Олена Олександрівна — к.т.н., доцент, кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: Semenovaolena@yahoo.com

Voznyuk Oleksiy P. – group ARZ-18m, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: voznyuk.o.p.96@gmail.com

Semenova Olena O. — Cand. Sc. (Eng), Associate professor at the Department of Telecommunication systems and television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: semenovaolena@yahoo.com

ДОСЛІДЖЕННЯ ДЖОЗЕФСОНІВСЬКИХ НАНОСИСТЕМ НА ОСНОВІ ВТНП

Вінницький національний технічний університет;

Анотація

В роботі показано стиснення амплітудної залежності ширини сходишки Шапіро на резонансній гілці, що виникає на ВАХ шунтованого LC-контуром джозефсонівського переходу. На цій основі запропоновано новий метод створення стандарту напруги, що дозволяє істотно зменшити використану потужність зовнішнього електромагнітного випромінювання.

Ключові слова: сходишки Шапіро, LC-контур, джозефсонівський перехід,

Abstract

The paper describes phenomenon of compressing amplitude dependence of the width of the Shapiro step on the resonance branch, which arises on the VAC that shaded by the LC-contour of the Josephson transition. On this basis, a new method of creating a voltage standard is proposed, which allows to reduce used power of the external electromagnetic radiation.

Keywords: Shapiro step, LC-contour, Josephson transition.

Вступ

Одним з найбільш перспективних об'єктів джозефсонівських наносистем є високотемпературні надпровідники (ВТНП) [1-4]. Популярність ВТНП систем пов'язана не тільки з високою критичною температурою, що дає змогу отримати надпровідність при кімнатній температурі, але і з виявленим інтенсивним когерентним терагерцовим електромагнітним випромінюванням з таких систем, які характеризуються широкими можливостями для практичних застосувань [5]. ВТНП матеріали, такі як $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_8\text{B}$, є шаруватими матеріалами, де надпровідні (S-шари) і діелектричні шари утворюють систему пов'язаних джозефсонівських переходів (ПДП) [6]. Таким чином, досліджуваний сигнал в терагерцовому діапазоні є випромінюванням з системи ПДП. Основними напрямками досліджень в цій області є визначення механізму випромінювання і пошук нових можливостей для збільшення його потужності, яка, згідно з останніми даними, становить від 150 до 600 мкВт при частоті 0,5 ТГц з використанням декількох послідовно з'єднаних систем ПДП. Особливий інтерес становить те, що пік інтенсивності випромінювання пов'язаний з деякою областю на вольт-амперній характеристиці (ВАХ), де спостерігається параметричний резонанс [7, 8].

Основна мета роботи полягає в дослідженні фазової динаміки і вольт-амперних характеристик системи зв'язаних джозефсонівських переходів в надпровідниках, їх топологічних, нерівноважних і резонансних властивостях. Було поставлено ряд завдань по дослідженню резонансних властивостей системи ПДП, шунтованої резонансним контуром. Зокрема, вивчити вплив резонансів сформованого контуру на виникаючу в системі подовжню плазмову хвилю і дослідити вплив зовнішнього періодичного впливу на нерівноважні властивості такої системи.

Одним із завдань роботи з дослідження системи ПДП є вивчення впливу нерівноважних умов, зокрема зарядового розбалансу, на ВАХ ВТНП, а також на відгук такої системи на зовнішній періодичний вплив. Значний інтерес представляє розробка нових методів детектування майоранівських пов'язаних станів в джозефсонівському переході з топологічно нетривіальним бар'єром. Заплановано розглянути такий перехід в рамках моделі ДП шунтованого ємністю і опором (RCSJ-моделі), яка є більш реалістичною в порівнянні з моделлю ДП без ємності (RSJ-моделі).

Основна частина

В роботі [8] було показано, що при параметричному резонансі на S-шарі виникають коливання заряду, які можуть мати складний характер в залежності від числа переходів в стеку, параметра зв'язку, параметра дисипації і граничних умов. Фур'є-аналіз тимчасової залежності заряду на S-шарі показує наявність різних частот в спектрі, зокрема, частоту Джозефсона, частоту подовжньої плазмової хвилі (ППХ) і їх комбінації. Досліджува-

на ППХ може бути отримана у вигляді рішення системи рівнянь в рамках моделі ємнісно-пов'язаних джозефсо-нівських переходів. Ця модель була запропонована в [9] для опису ВТНП матеріалів. ППХ розпочинається в стесі джозефсонівських коливань [10], частота яких ω_J визначається напругою на переході, і поширюється перпендикулярно площині шарів, а параметричний резонанс реалізується при $\omega_J = 2\omega_{LPW}$, де ω_{LPW} – частота ППХ [1, 7]. Це означає, що є резонансна точка, при якій в стеку переходів створюється ППХ з певним хвильовим числом.

Особливістю ефекту Джозефсона є поява сходинок Шапіро на ВАХ при заданих значеннях напруги [2]. Прилади, засновані на цьому ефекті, широко використовуються в якості стандартів напруги [3, 4]. Захоплення частоти призводить також до синхронізації коливань фази в системі ПДП в межах сходинок. Детальне вивчення сходинок Шапіро в системі ПДП при різних резонансних умовах відкриває цікаву область досліджень з потенціалом для різних застосувань. Ще одна особливість з'являється при розгляді системи ПДП шунтуваної резонансним контуром [5-9]. На ВАХ такої системи з'являються нові резонансні гілки, які можуть приводити до появи додаткового параметричного резонансу, а сходинок Шапіро демонструє зміну властивостей в області резонансної гілки [2]. Таким чином, шунтування дозволяє ефективно контролювати і маніпулювати резонансними особливостями, які потенційно корисні в надпровідній електроніці.

Іншим напрямком застосування джозефсонівських наносистем є індустрія квантових комп'ютерів. Великий інтерес в цій галузі за останні роки привертають майоранівські ферміони (частки, які є своєю власною античастинкою і описані реальними хвильовими функціями) у зв'язку з тим, що такі ферміони можуть бути використані як кубіти в квантовому комп'ютері. Було висунуто кілька пропозицій по виявленню таких ферміонів в системах конденсованого стану [2-10]. Зокрема, майоранівські ферміони можуть бути реалізовані як локалізовані внутрішньо-щільові стани в надпровіднику з триплетним p – спаруванням [6-9]. Такі стани також можуть виникати на кінцях одновимірного (1D) надпровідного дроту з сильним спин-орбітальним зв'язком, що знаходиться в магнітному полі [7, 8]. ДП в присутності майоранівських пов'язаних станів показує 4π – періодичність коливань надпровідного струму [3], а ВАХ такого ДП, на відміну від його тривіальних аналогів, демонструє тільки парні ступені Шапіро. Ця особливість має назву дрібного ефекту Джозефсона і в останні роки активно досліджується в різних системах, оскільки представляє собою експериментальне підтвердження утворення таких станів [3].

Експериментальне виявлення майоранівських пов'язаних станів ґрунтується, в основному, або на виявленні дробного ефекту Джозефсона [3], або на вимірюванні піку тунельної провідності всередині надпровідної щільни [4]. Однак, експериментальні вимірювання піку провідності [5] показали, що він не призводить до очікуваного значення $2e^2/h$ тунельної провідності і погано захищений від перешкод [6, 7]. Внаслідок чого, виявлення парних ступенів Шапіро забезпечує більш надійний спосіб детектування майоранівських ферміонів. Він являє собою фазо-чутливий метод, який вільний від впливу шуму [2]. Отже, дробовий ефект Джозефсона в переходах з нетривіальними бар'єрами є одним з найбільш перспективних методів виявлення майоранівських ферміонів в системах конденсованого стану [8, 9].

Ще однією сферою застосування джозефсонівських наносистем є надпровідна спінтроніка. Основним завданням в цій галузі, є вивчення спінового струму в твердотільних речовинах. Більша частина ефектів в ній базується на зв'язку зарядних і спінових ступенів свободи, що робить актуальним дослідження нерівноважних ефектів, пов'язаних з зарядним і спіновим розбалансом [4-6].

Нерівноважні ефекти, що виникають при стаціонарній інжекції струму в шаруваті надпровідні матеріали, вивчалися в роботах [1, 5]. Фактично, через те, що заряд не екранує в S-шарах, сформована система ПДП у високотемпературних надпровідниках не може перебувати в стані рівноваги при будь-якому значенні електричного струму [9]. Вплив зарядового зв'язку на коливання джозефсонівської плазми було розглянуто в роботах [5, 9]. Однак розбаланс заряду в систематичній теорії збурень розглядається безпосередньо, оскільки він активується флуктуаціями скалярного потенціалу [4, 5], і тільки в роботі [6], він враховується як незалежна ступінь свободи, і, отже, її результати сильно відрізняються від попередніх.

Експериментальні свідчення існування зрівноважених ефектів в системі ПДП були отримані в роботі [5] і були пояснені розбалансом заряду в надпровідних шарах, створених інжекцією квазічасткового струму. В основі експерименту лежала ідея накопичення заряду на S-шарах між резистивним і надпровідним переходами під впливом струму зміщення. Струм через резистивний перехід створюється в основному квазічастинками, а струм через бар'єр в надпровідному стані переноситься куперівськими парами. Це призводить до флуктуацій заряду надпровідного конденсату в S-шарах, що може викликати зсув хімічного потенціалу конденсату і розбаланс гілок спектра елементарних збуджень квазічастинок. В роботі [5] також експериментально спостерігалися зсуви сходинок Шапіро по напрузі від її канонічного значення.

Відповідь на питання про те, наскільки сильні нерівноважні ефекти у реальній системі, важлива для різних сфер застосування. У цій роботі сформовано відповідь на це питання. Вивчення нерівноважних ефектів, створених інжекцією струму в зв'язаній системі джозефсонівських переходів, було представлено в роботі [6], в якій було показано як зрівноважений параметр впливає на структуру гілок ВАХ при різних значеннях зв'язку та параметра Мак-Камбера. Однак вплив зовнішнього випромінювання на розбаланс заряду не було взято до уваги.

Важливим моментом для різних варіантів використання джозефсонівських наноструктур є можливість маніпулювати і контролювати їх параметри та характеристики. Одним з ефективних способів впливу на ДП є його шунтування резонансним контуром [5-9]. Зокрема, шунтування може призвести до синхронізації коливань надпровідного струму в стеку ПДП. Шунтування ДП індуктивністю і ємністю (LC-шунтування) призводить до утворення єдиного резонансного контуру, що включає ємність і індуктивність шунта, а також ємність ДП. Коли частота Джозефсона ω_J , дорівнює резонансній частоті контуру ω_{rc} , коливання в системі ПДП синхронізуються. Цей резонанс може з'являтися на ВАХ у вигляді: сходинок [5], горбів і провалів [5,6]. Про існування таких резонансних особливостей на ВАХ в різних системах ПДП з шунтуванням повідомлялось в ряді експериментальних і теоретичних робіт [1,2]. Відзначимо, що виявлений в роботі [3] пік інтенсивності когерентного електромагнітного випромінювання з двовимірної системи ПДП на основі $Nb / Al / AlOx / Nb$ був викликаний резонансом джозефсонівських коливань і коливань в резонансному контурі, що призвело до синхронізації коливань в різних ДП. В роботі [4] була продемонстрована можливість появи в системі ПДП з LC-шунтуванням додаткового параметричного резонансу. Як і очікувалось, в цьому випадку також порушується ППВ з частотою, яка дорівнює половині частоти Джозефсона. Таким чином, шунтування є зручним інструментом здатним змінювати властивості ППВ.

Вже згадана система також має великий потенціал для використання в квантовій метрології [4]. Зокрема, найбільш точні стандарти вольт на даний момент отримують випромінюючи ланцюжки ДП електромагнітної хвилі. У свою чергу, шунтування ДП дозволяє впливати на властивості сходинок Шапіро, коли вони знаходяться на резонансній гілці ВАХ [1].

Представлені результати моделювання системи ПДП і одиночного ДП, що шунтувалися резонансним контуром. Описані особливості, які з'являються в шунтованій системі ПДП. Наведені результати дослідження властивостей одиночного ДП шунтованого LC-елементами, а також розглянута перспектива використання шунтування ДП для оптимізації експериментів по отриманню стандартів напруги, за допомогою зміни властивостей сходинок Шапіро. Дослідженню можливості впливу і керування ППВ в системі ПДП за допомогою шунтування системи резонансним контуром.

Розглянуто систему ПДП в рамках моделі з ємнісним зв'язком і дифузійним струмом (CCJJ + DC модель [7, 10]), шунтована LC-елементами. Опір R не включений в шунтуючий ланцюг з метою виділення основних ефектів впливу резонансного контуру на властивості системи. Зв'язок між переходами в системі виникає внаслідок дуже малої товщини надпровідних і діелектричних шарів. Товщина S-шарів в ВТНП ($\sim 3^\circ A$) порівняно з дебаївською довжиною екранування електричного заряду r_D , тому в окремому S-шарі немає повного екранування заряду і електричне поле, наведене в окремому джозефсонівському переході, проникає в сусідні.

Висновки

Показано, що в системі пов'язаних ДП часова залежність повної напруги стека відображає виникнення електричного заряду на надпровідних шарах, що може служити основою методу його реєстрації.

Запропоновано фазочутливий метод виявлення 4π -періодичності надпровідного струму в джозефсонівських наноструктурах, заснований на зміні властивостей непарних сходинок Шапіро та виникненні додаткової послідовності субгармонік на ВАХ.

Показано, що зарядовий розбаланс гілок спектра елементарних збуджень квазічастинок призводить до нахилу сходинок Шапіро на ВАХ, який зростає зі збільшенням параметра нерівноважності. Продemonстровано розподіл величини нахилу сходинок Шапіро уздовж стеку, що обумовлено наявністю зв'язку між джозефсонівськими переходами.

Були проведені детальні дослідження ПДП в ВТНП у зовнішньому електромагнітному полі з урахуванням ефекту розбалансу гілок спектра елементарних збуджень квазічастинок. Було показано, що розбаланс заряду призводить до нахилу сходинок Шапіро на ВАХ ПДП. Величина нахилу збільшується з збільшенням параметра нерівноважності. Зв'язок між переходами призводить до розподілу величини нахилу вздовж стеку. На ВАХ також спостерігається зсув сходинок Шапіро від її канонічного положення, що визначається частотою зовнішнього випромінювання. Цей зсув обумовлений виникненням контактної напруги і в меншій мірі зарядовим розбалансом.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Самолук І. А. Квантові приймачі для терагерцевого спектру частот/В.М. Кичак, І.А. Самолук, М.В. Васильківський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (ВОТТП_18_2018) XVIII міжнародної науково-технічної конференції, 8-13 червня 2018 р. – Матеріали – Одеса. – 2018 с. 212
2. T.M.Benseman, A. E. Koshelev, K. E. Gray, et al. / Tunable terahertz emission from $Bi_2Sr_2CaCu_2O_8$ mesa devices // Phys. Rev. B – 2011. – Vol. 84. – pp. 064523.

3. A. E. Koshelev / Stability of dynamic coherent states in intrinsic Josephson junction stacks near internal cavity resonance // Phys. Rev. B – 2010. – Vol. 82. – pp. 174512.
4. J. Pfeiffer, A. A. Abdumalikov, Jr., M. Schuster, and A. V. Ustinov / Resonances between fluxons and plasma waves in underdamped Josephson transmission lines of stripline geometry // Phys. Rev. B – 2008. – Vol. 77. – pp. 024511.
5. A. A. Yurgens / Intrinsic Josephson junctions: recent developments // Supercond. Sci. Technol. – 2000. – Vol. 13. – pp. R85
6. L. Ozyuzer, A. E. Koshelev, C. Kurter, et al. / Emission of Coherent THz Radiation from Superconductors // Science – 2007. – Vol. 318. – pp. 1291.
7. U. Welp, K. Kadowaki and R. Kleiner / Superconducting emitters of THz radiation // Nat. Photonics – 2013. – Vol. 7. – pp. 702.
8. Yu. M. Shukrinov and F. Mahfouzi / Influence of Coupling between Junctions on Breakpoint Current in Intrinsic Josephson Junctions // Phys. Rev. Lett. – 2007 – Vol. 98. – pp. 157001.
9. Yu. M. Shukrinov, F. Mahfouzi, and M. Suzuki / Structure of the breakpoint region on current-voltage characteristics of intrinsic Josephson junctions // Phys. Rev. B – 2008. – Vol. 78. – pp. 134521.
10. T. Koyama and M. Tachiki / I - V characteristics of Josephson-coupled layered superconductors with longitudinal plasma excitations // Phys. Rev. B – 1996. – Vol. 54. – pp. 16183.

Самоліук Ірина Анатоліївна — студентка групи ТКП-156, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: tkp15b.samoliuk@gmail.com.

Науковий керівник: **Васильківський Микола Володимирович** – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: mvasylkivskyi@gmail.com.

Samoliuk Irina A. — Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: tkp15b.samoliuk@gmail.com

Supervisor: **Vasylykivskyi Mikola V.** – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: mvasylkivskyi@gmail.com

АКТИВНИЙ ТЕЛЕМЕТРИЧНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В роботі запропоновано активний телеметричний перетворювач, в якому забезпечується збільшення зсуву частоти генерації при зміні зовнішнього впливу, зокрема світлового потоку, що дозволяє підвищити чутливість перетворювача до зовнішнього впливу.

Ключові слова: активний вимірювальний перетворювач, давач, функція перетворення, частота генерації.

Abstract

The paper proposes an active telemetric converter, which provides an increase in the shift of the generation frequency when the external influence is changed, in particular the light flux, which increases the sensitivity of the converter to the external influence.

Keywords: active measuring converter, sensor, transformation function, generation frequency.

Вступ

В техніці вимірювання неелектричних величин основним елементом є активний вимірювальний перетворювач, який поєднує в собі чутливий елемент (давач) та активні елементи підсилення, перетворення та генерації сигналів. Поєднання цих функцій в такому перетворювачі не реалізується звичайним послідовним з'єднанням давача, узгоджувального та підсилювального елементів, а забезпечується електрично єдиним функціональним пристроєм. Інтеграція давача, узгоджувального елемента та пасивних елементів дозволяє підвищити точність вимірювань, зменшити розміри вимірювального перетворювача, розширити діапазон вимірюваних величин, розширити частотний діапазон вимірювальних перетворювачів, покращити узгодження вимірювального перетворювача. В більшості випадків активний вимірювальний перетворювач дозволяє реалізувати одночасно декілька з вказаних переваг, які найкраще проявляються в НВЧ діапазоні, де функції узгодження та підсилення практично важко поділити [1]. Актуальним питанням є підвищення чутливості вимірювальних перетворювачів до зміни зовнішнього впливу.

Як активні елементи вимірювальних перетворювачів можуть бути використані практично будь-які активні елементи: тунельні, лавинно-прольотні діоди або транзисторні схеми.

Активні вимірювальні перетворювачі можна поділити на генераторні та параметричні. Генераторні активні вимірювальні перетворювачі виконують безпосереднє перетворення механічної або іншої енергії в енергію електричного сигналу керування та дозволяють легко перетворювати його в цифрову форму.

Основна частина

Генераторні активні вимірювальні перетворювачі можуть бути використані для телеметричного контролю стану об'єкта, наприклад для дистанційної сигналізації вимірювання зовнішніх впливів. Електричну схему запропонованого активного телеметричного перетворювача подано на рис. 1 [1].

Активний телеметричний перетворювач являє собою коливальний контур, утворений еквівалентною індуктивністю, яка виникає між емітером та колектором транзистора VT_1 та електрокерованою ємністю VD_1 . Еквівалентна індуктивність виникає при введенні між базою та колектором транзистора зворотного зв'язку за змінним струмом, утвореного індуктивністю L_1 та ємністю C_1 . Підбором резистора R_1 регулюється напруга, яка подається на транзистор та досягається генерація електромагнітних коливань в контурі. При зміні зовнішнього впливу, наприклад, при зміні світлового потоку, який падає на чутливий елемент R_2 , зменшується його опір.

При цьому перерозподіляється напруга на подільнику, утвореному резисторами R_2 та R_3 , збільшується напруга на базі транзистора та збільшується струм емітера транзистора. Збільшення струму транзистора приводить до збільшення еквівалентної індуктивності, а, отже, зсуву частоти генерації в бік низьких частот. Напруга між емітером та базою транзистора також прикладена до

варикапу VD_1 , та її зміна, наприклад збільшення, приводить до збільшення ємності контуру, а, отже, додаткового зсуву частоти контуру також в бік низьких частот.

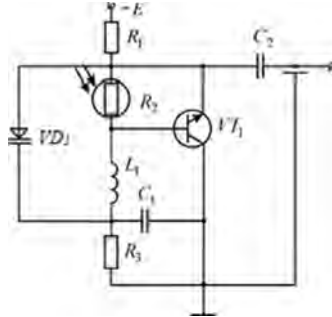


Рис. 1. Схема електрична принципова активного телеметричного перетворювача

Функція перетворення такого перетворювача має вигляд:

$$K = f_{\text{ген}} / F,$$

де $f_{\text{ген}} = 1 / 2\pi \sqrt{L_{\text{ек}} C}$ – частота генерації; F – зовнішній вплив, $L_{\text{ек}}$ – індуктивність кола емітер-колектор транзистора; C – ємність варикапа.

Індуктивність кола емітер-колектор визначається з виразу [2]

$$L_{\text{ек}} = \frac{\text{Im } Z_{\text{ек}}}{\omega} = \frac{\text{Im } Z_e + \text{Im}[Z_b(1 - \alpha)]}{\omega},$$

де Z_e та Z_b – повні опори емітера та бази; α – коефіцієнт передачі транзистора за струмом.

Зміна величини R_2 веде до зміни струму I_e емітера транзистора, та, як наслідок, до зміни $\text{Im } Z_{\text{ек}}$.

Ємність варикапа VD_1 залежить від напруги U_b на ньому [3]: $C = C_0 / \sqrt{|U_b| + \phi_k}$, де C_0 – ємність при $|U_b| = 0$; ϕ_k – температурний потенціал, $U_b = R_2 I_o / F$, $I_o = E / (R_1 + R_2 + R_3)$ – струм подільника.

Висновки

Таким чином, зміна зовнішнього впливу F приводить до зміни як $L_{\text{ек}}$, так і C , що забезпечує подвійне збільшення коефіцієнта перетворення.

Як чутливий елемент такого активного телеметричного перетворювача можна використовувати тензорезистор, терморезистор, магніторезистор та ін.

При виконанні ємності електрокерованою, наприклад, у вигляді варикапу, збільшення напруги між емітером та базою транзистора приводить до збільшення напруги на електрокерованій ємності, тобто одночасно із збільшенням еквівалентної індуктивності транзистору збільшується ємність варикапу. В результаті зсув частоти генерації при зміні зовнішнього впливу, наприклад, збільшенні світлового потоку, збільшується, так як підвищується чутливість до зміни зовнішнього впливу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Філінюк М. А. Елементи та пристрої автоматики на основі нелінійних властивостей динамічних негатронів : монографія / М. А. Філінюк, О. В. Войцеховська – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2008. – 189 с. ISBN 978-966-641-250-1.
2. Осадчук В. С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах / Осадчук В. С. – К.: Вища школа, 1987. – 155 с.
3. Гусятинер М. С. Полупроводниковые сверхвысокочастотные диоды / М. С. Гусятинер, А. И. Горбачев – М.: Радио и связь, 1983. – 224 с.

Войцеховська Олена Валеріївна — к.т.н., доцент кафедри телекомунікаційних систем і телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: vojcehovska.o.v@vntu.edu.ua.

Voytsekhovska Olena V. — Ph.D., assistant professor, Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: vojcehovska.o.v@vntu.edu.ua.

ОЦІНЮВАННЯ ЯКОСТІ ЦИФРОВИХ МЕРЕЖ ТЕЛЕВІЗІЙНОГО МОВЛЕННЯ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуто принципи функціонування цифрових мереж телевізійного мовлення. Проведене дослідження дало можливість обґрунтувати в як вибору технології доступу до мережі цифрового телевізійного мовлення мультисервісну IPTV-мережу. В результаті досліджень мультисервісних IPTV-мереж виявлено особливості їх функціонування, взаємодії компонентів мережі та обладнання, протоколів маршрутизації для реалізації методів оцінки якості цифрового ТВ-зображення і пропускної здатності мережі.

Ключові слова: *цифрове телевізійне мовлення, мультисервісна IPTV-мережа, ТВ-зображення, пропускна здатність.*

Abstract

The principles of functioning of digital television broadcasting networks are considered. The conducted research made it possible to justify the multiservice IPTV network as a choice of access technology to the digital television broadcasting network. As a result of research of multiservice IPTV-networks, features of their functioning, interaction of network components and equipment, routing protocols for realization of methods of quality estimation of digital TV-image and network bandwidth are revealed.

Keywords: *digital television broadcasting, multiservice IPTV-network, TV-image, bandwidth.*

Вступ

Впровадження нових цифрових технологій передачі ТВ-сигналів вимагає від операторів мультисервісних мереж забезпечення якості телевізійного зображення з урахуванням різних середовищ передачі цифрових сигналів, технології доступу, протоколів маршрутизації, а також здійснення контролю якості обслуговування.

Важливим аспектом при перегляді цифрового відеоматеріалу є якість зображення, до якого виставляться безліч вимог, при оцінці яких можна характеризувати якість роботи мережі, що надає відеоконтент, якості роботи та налаштування задіяного обладнання.

Основна складність при оцінці якості зображення визначається використанням різних стандартів доставки відеоконтенту, середовища передачі, що в свою чергу характеризує пропускну здатність каналу мультисервісної мережі.

Основні дослідження в області розробки методів оцінки якості ТВ-зображення проводяться Міжнародним союзом електрозв'язку (International Telecommunication Union - ITU), Комісією з якості відео (Video Quality Experts Group - VQEG), Європейським інститутом по стандартизації в галузі телекомунікацій (European Telecommunications Standards Institute - ETSI), Альянсом за рішеннями в галузі телекомунікацій (Alliance for Telecommunications Industry Solutions IPTV Interoperability Forum - ATISIF) [1-5].

Дослідженню методів оцінки і вимірювання якості цифрових ТВ-зображень присвячені роботи зарубіжних (Z.Wang, HR Sheikh, R. Kooij, R. Huyssegems, JA Pulido, AC Bovik) і вітчизняних (Б.С. Гольдштейн, А.В. Осін, С.Н. Степанов, Б.А. Локшин, М.А. Шнепс-Шнепп і ін.) авторів [1-5].

В даний час існують різні методи оцінки якості цифрового ТВ-зображення, як об'єктивні, так і суб'єктивні, проте не існує методу оцінки в режимі реального часу, за допомогою якого можна було б визначити, чи відповідає якість відеозображення заявленим вимогам користувача.

Перераховані аспекти дозволяють вважати актуальним подальше дослідження можливостей оцінки якості цифрового ТВ-зображення. Зокрема доцільно досліджувати: особливості

функціонування мультисервісних IPTV-мереж; оцінку впливу на якість цифрового ТВ-зображення загасання, що вноситься в оптичний кабель, і його функціональної залежності від потужності сигналу на вході ONT; оцінку впливу на якість цифрового ТВ-зображення швидкості підключення DSLAM і ADSL-модему; вплив на смугу пропускання сигналу протоколів маршрутизації; можливість розробки програмного засобу для визначення впливу затримки на пропускну здатність IPTV-мережі.

Метою роботи є дослідження особливостей визначення якості цифрових телевізійних зображень і факторів, що впливають на якість і пропускну здатність цифрового каналу, огляд методів їх визначення.

Основна частина

В даний час відбувається стрімкий розвиток телекомунікаційних мереж і систем. При цьому, збільшення пропускну здатності мережі і якості послуг, що надаються є пріоритетним напрямком.

Тому, найбільш перспективним напрямком наукових досліджень є розробка методів оцінки якості цифрового ТВ-зображення. Середовище передачі, в сукупності з кінцевим обладнанням, є транспортним механізмом для передачі цифрового відеосигналу, які в свою чергу вносять значні затримки сигналу, що відбиваються на якості цифрового ТВ-зображення і пропускну здатності мережі в цілому.

У мультисервісній мережі для реалізації високоякісного IPTV - мовлення потрібне створення механізмів гарантованої якості обслуговування (QoS) [1].

В рамках робіт ITU-T по стандартизації якості обслуговування передбачені наступні етапи вирішення задачі забезпечення QoS для конвергованих мереж ТМЗК / IPTV з урахуванням переходу до мереж нового покоління NGN: створення узгодженого загального набору робочих характеристик мереж IPTV і норм для цього набору характеристик; впровадження мережевих механізмів (технологій), які будуть забезпечувати задані показники якості обслуговування в конфігурації «термінал - термінал»; вкладення нормованих показників якості обслуговування в протоколи сигналізації; розробка архітектури мережевих механізмів підтримки.

Аналіз QoS для окремих видів трафіку показав, що при побудові NGN мережі для послуг TriplePlay обов'язкові наступні вимоги: затримки більш ніж на 150 мс неприпустимі; для якісної передачі відеоданих рекомендується контролювати затримки в межах 30-50 мс; для трансляції відеоданих IPTV-пакети не повинні втрачати більше 1% від загального числа даних з урахуванням буферного кешування.

Цілком очевидно, що для підтримки життєздатного сервісу IPTV виникає необхідність в наскрізному тестуванні працездатності та належного функціонування мережі в цілому, оскільки від цього залежить розширюваність і якість наданих сервісів, а також функція маршрутизації широкомовної трансляції.

Висновки

Проведені дослідження дозволили виявити основні фактори, що впливають на якість цифрового ТВ - зображення, в тому числі стандарти і протоколи передачі цифрового відеосигналу (саме HDTV).

Дослідження існуючих методів оцінки якості цифрового ТВ-зображення виявив необхідність врахування середовища передачі і можливість відмови кінцевого обладнання, що згодом призвело до розробки об'єктивних метрик, методів для оцінки якості цифрового ТВ-зображення і пропускну здатності IPTV-мережі.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Федоров В.К. Стандарты цифрового телевидения первого поколения. – М.: ДМК Пресс, 2015. – 312 с.
2. Кириллов В.И. Системы и сети цифрового кабельного телевидения: учеб.-метод. пособие / В.И. Кириллов, Е.А. Коврига. – Минск: БГУИР, 2016. – 107 с.
3. Дунаев П.А. Метод оценки качества цифрового ТВ-изображения передаваемого по мультисервисной сети использующей технологию подключения GPON // Вестник СибГУТИ (Новосибирск). – 2015. – № 3. – С. 11-22.

4. Дунаев, П.А. Статистическое моделирование IPTV-сети для оценки пропускной способности канала с учетом времени обслуживания пакетов / П.А. Дунаев, С.Ю. Рябцунов // Доклады ТУСУР. Томск: Издательство ТУСУР, 2017. – №3(20). – С. 172-176.

5. Дунаев П.А., Рябцунов С.Ю., Шукралиев М.А. Сравнительный анализ конфигураций маршрутизатора, влияющих на изменение полосы пропускания сигнала // Доклады ТУСУР (Томск). – 2016. – Том 19, № 1. – С. 40-45.

Васильківський Микола Володимирович – канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Стальченко Олександр Володимирович – канд. тех. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Боржемський Сергій Юрійович - студент групи ТКТ -15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Vasylkivskyi Mikola V. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Stalchenko Alexandr Vol. – Ph.D., Senior lecturer of the Chair of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Borzhiemskiy Sergey Y. –student group TKT-15b Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

**БАГАТОЧАСТОТНИЙ МОНОІМІТАНСНИЙ
ЛОГІЧНИЙ R-ЕЛЕМЕНТ «НІ»**

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В роботі запропоновано багаточастотний моноімпедансний логічний R-елемент "НІ", як інформаційний параметр якого використовується активний імпеданс. Розроблено математичну модель такого багаточастотного моноімпедансного логічного R-елемента «НІ», що реалізований в вигляді чвертьхвильового відрізка лінії передачі. Отримано таблицю істинності логічного R-елемента «НІ». Показано, що він має можливість роботи на різних частотах, що приводить до розширення функціональних можливостей.

Ключові слова: логічний елемент, таблиця істинності, відрізок лінії передачі, імпеданс.

Abstract

The paper proposes a multi-frequency monoimpedance logical R-element "NOT", which uses an active impedance as an information parameter. A mathematical model of such a multi-frequency monoimpedance logical R-element "NOT", developed in the form of a quarter-wave segment of the transmission line, was developed. The truth table of the logical R-element "NOT" was obtained. It is shown that it has the ability to work at different frequencies, which leads to the expansion of functionality.

Keywords: logical element, truth table, line segment, impedance.

Вступ

Більшість технічних рішень в області розробки радіочастотних логічних елементів базується на використанні нелінійних властивостей напівпровідникових приладів, що обмежує їх швидкодію і енергетичну ефективність [1, 2]. Новим напрямком побудови радіочастотних логічних елементів є використання принципу нечіткого імпеданса [3], коли логічний рівень визначається не кількісною величиною імпеданса, а тільки його характером, наприклад «0» - ємнісний X_C , «1» - індуктивний X_L .

Іноді доцільно характеризувати логічний стан імпедансами одного характеру (активний, ємнісний або індуктивний). Такі імпедансні логічні елементи відносяться до групи «моноімпедансних елементів». Логічні рівні визначаються межами зміни імпеданса. При цьому, при використанні тільки пасивних радіoeлектронних компонентів істотно підвищується заводозахищеність та енергетична ефективність логічного елемента, оскільки відбуваються тільки енергетичні втрати на частоті сигналу. Відомі моноімпедансні логічні R-елементи [4 - 8] можуть працювати тільки на одній частоті, що обмежує функціональні можливості таких елементів.

Основна частина

Запропоновано створення багаточастотного моноімпедансного логічного R-елемента "НІ", який може працювати на різних частотах, що приводить до розширення функціональних можливостей схеми та підвищує швидкодію. Схема багаточастотного моноімпедансного логічного R-елемента «НІ»

подана на рис. 1а. При роботі на частоті f_1 , для якої $l_1 = \frac{n \cdot \lambda_1}{4}$ ($n = 1, 2, 3, \dots$; λ_1 - довжина електромагнітної хвилі вхідного сигналу на частоті f_1), ключі K_2 та K_3 переводяться в верхнє положення, та відрізок лінії передачі l_1 можна розглядати як перетворювач опору, вихідний опір $R_{вих}$ якого залежить від вхідного опору $R_{вх}$, і визначається виразом (1) [9].

$$R_{\text{вих}} = Z_0 \cdot \frac{R_{\text{вх}} + j \cdot Z_0 \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi f_1 \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}} l_1}{c} \right)}{Z_0 + j \cdot R_{\text{вх}} \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi f_1 \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}} l_1}{c} \right)} \quad (1)$$

Якщо довжина цього відрізка лінії передачі складає $l_1 = \lambda_1/4$, тоді вихідний опір буде визначатись виразом:

$$R_{\text{вих}} = Z_0^2 / R_{\text{вх}} \quad (2)$$

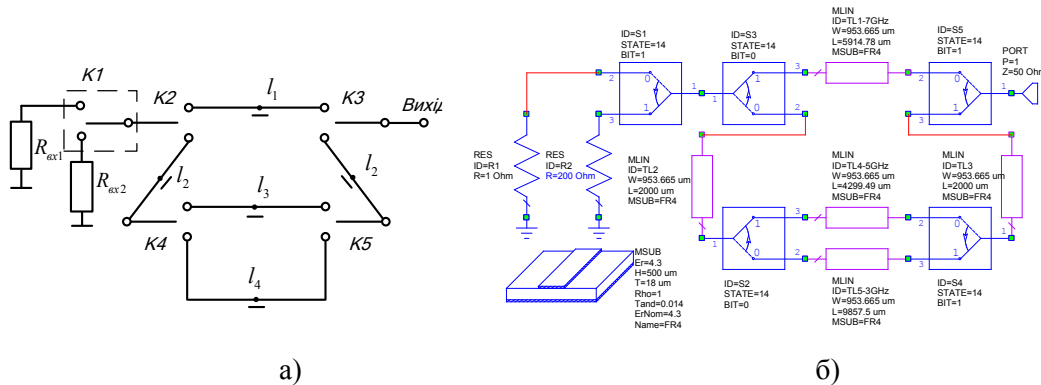


Рисунок 1 – Схема електрична (а) та схема для комп'ютерного моделювання (б) багаточастотного моноімпідансного логічного R-елемента «НІ»

З виразу (2) видно, що якщо вхідний імпіданс має чисто активний характер і до входу відрізка лінії передачі l_1 через ключ $K1$ підключається імпідансний двополюсник з імпідансом $R_{\text{вх}1} < Z_0$ (що відповідає логічному нулю на вході), то імпіданс на виході пристрою $R_{\text{вих}} > Z_0$ (що відповідає логічній одиниці на виході), а якщо до входу відрізка лінії передачі l_1 через $K1$ підключається імпідансний двополюсник з імпідансом $R_{\text{вх}2} > Z_0$ (що відповідає логічній одиниці на вході), то імпіданс на вихідній клемі $R_{\text{вих}} < Z_0$ (що відповідає логічному нулю на виході).

Отже, представлені логічні рівні відповідають таблиці істинності імпідансного логічного елемента НІ.

При роботі на частоті f_2 ключі $K2$ та $K3$ переводяться в нижнє положення, а $K4$ та $K5$ – в верхнє.

При цьому сума довжин лінії передачі буде $2l_2 + l_3 = \frac{n \cdot \lambda_2}{4}$, де λ_2 - довжина електромагнітної хвилі вхідного сигналу на частоті f_2 . При цьому нова лінія, утворена двома відрізками з довжиною l_2 та відрізком з довжиною l_3 , також являє собою перетворювач опору і для неї справедливі формули (1) та (2).

При роботі на частоті f_3 ключі $K2$, $K3$, $K4$ та $K5$ переводяться в нижнє положення. При цьому сума довжин лінії передачі буде $2l_2 + l_4 = \frac{n \cdot \lambda_3}{4}$, де λ_3 - довжина електромагнітної хвилі вхідного сигналу на частоті f_3 . При цьому нова лінія, утворена двома відрізками з довжиною l_2 та відрізком з довжиною l_4 , також являє собою перетворювач опору і для неї справедливі формули (1) та (2).

Отже, запропонований пристрій виконує роль логічного елемента НІ та, при цьому, може працювати на різних фіксованих частотах.

Комп'ютерне моделювання

Комп'ютерне моделювання проводилось з використанням прикладного пакету AWR Microwave Office 13. Схема для моделювання, зібрана в цьому пакеті, зображена на рис. 16.

За підкладку, на якій виконано досліджуваний елемент, використано склотекстоліт товщиною 500 мкм, діелектричною проникністю 4,3, тангенсом кута діелектричних втрат 0,014 та товщиною мідної плівки 18 мкм. Моделювання проводилось для частот: 3 ГГц, 5 ГГц, 7 ГГц. Відповідно до цих значень було розраховано ширину та довжину кожної лінії передачі так, щоб її сумарна довжина була кратна $\lambda/4$. За значення ширини для кожної лінії передачі було обрано найбільше із розрахованих значень, а саме 953,655 мкм.

Також було отримано графіки залежності активного, реактивного та повного опорів від частоти для різних значень вхідного опору, що відповідають рівням логічного «0» та логічної «1». За рівень логічного «0» на вході взято значення опору 15 Ом, а для логічної «1» - 200 Ом. Нижче подано частотні залежності активного, реактивного та повного опорів на робочій частоті 3 ГГц при вхідному опорі, що відповідає рівню логічної «0» (рис.2) та при вхідному опорі, що відповідає рівню логічного «1» (рис. 3).

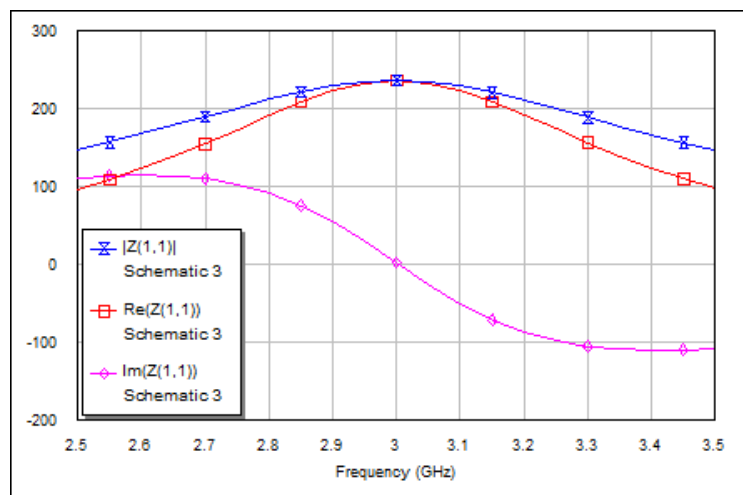


Рисунок 2 – Частотна залежність активного, реактивного та повного опорів при вхідному опорі, що відповідає рівню логічного «0», та робочій частоті 3 ГГц

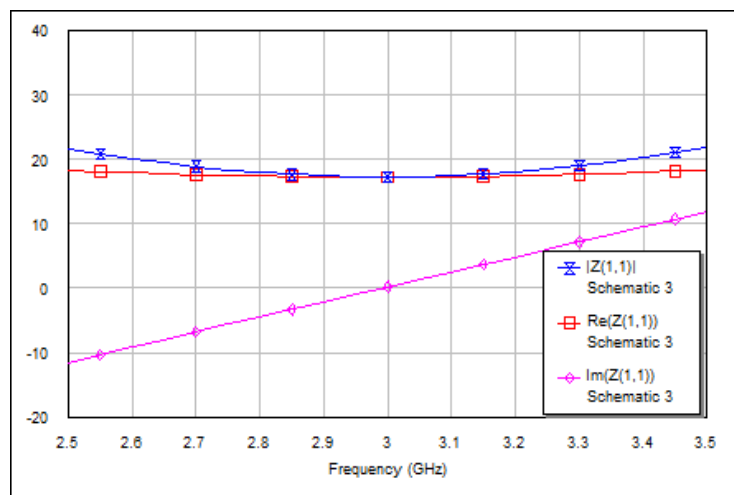


Рисунок 3 – Частотна залежність активного, реактивного та повного опорів при вхідному опорі, що відповідає рівню логічної «1», та робочій частоті 3 ГГц

З наведених графіків видно, що при вхідному опорі 15 Ом, вихідний опір становить близько 240 Ом на частоті 3 ГГц, та знаходиться в межах логічної одиниці в діапазоні частот від 2,7 ГГц до

3,3 ГГц. При вхідному опорі 200 Ом, вихідний опір становить близько 16 Ом на частоті 3 ГГц, та знаходиться в межах логічного нуля в діапазоні частот від 2,7 ГГц до 3,3 ГГц.

Аналогічні графіки отримано для частот 5 ГГц та 7 ГГц.

Висновки

Запропоновано схему багаточастотного моноімпедансного логічного R-елемента «НІ», як інформаційний параметр якого використовується активний імпеданс. Багаточастотний моноімпедансний логічний R-елемент «НІ», реалізований в вигляді чвертьхвильового відрізка лінії передачі, може працювати на різних фіксованих частотах, що приводить до розширення його функціональних можливостей.

Проведене комп'ютерне моделювання підтвердило адекватність розробленої математичної моделі логічного елемента. Отримані графіки показують забезпечення рівнів логічного «0» та логічної «1» в певному діапазоні частот.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Торчигин В. П. Оптические логические элементы на основе нелинейных интерференционных фильтров / Торчигин В. П. - Квант. электроника, т. 19, № 6, 1992.
2. Кичак В. М. Радіочастотні та широтно-імпульсні елементи цифрової техніки: монографія / В. М. Кичак, О.О. Семенова— Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2008. — 163с.
3. Ліщинська Л.Б. Імпедансна логіка. — Міжн. науково-технічний журнал “Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія”/ Ліщинська Л.Б., Філінюк М.А. — 2010, №2(18).
4. Філінюк М. А. Моноімпедансний логічний R-елемент «НІ» / М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, В. П. Стахов // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія - 2015. - № 2. — с. 71-76.
5. Філінюк М. А. Імпедансний полусумматор / М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. О. Лазарев, В. П. Стахов // Міжнародний науково-технічний журнал "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах" — 2017. - № 2, С. 97-100.
6. Білинський Й. Й. Пасивний радіочастотний моноімпедансний передавач / Й. Й. Білинський, О. О. Лазарев, В. П. Стахов // Вісник Вінницького політехнічного інституту — 2017. — №3, С. 114 — 118.
7. Філінюк М. А. Імпедансний сумматор / М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. О. Лазарев, В. П. Стахов // «Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія», №3 — Вінниця, ВНТУ. — С. 69-71.
8. Імпедансні логічні елементи і пристрої: монографія / Н. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, А. А. Лазарев і др. ; под общей ред. Н. А. Філінюка. — Вінниця : ВНТУ, 2016. — 188 с.
9. Vikas Shukla. Signal Integrity for PCB Designers / Reference Designer; 1st edition — 2009 - 265 p. - ISBN-13: 978-0982136904

Войцеховська Олена Валеріївна — к.т.н., доцент кафедри телекомунікаційних систем і телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: vojcehovska.o.v@vntu.edu.ua.

Лазарев Олександр Олександрович — канд. техн. наук, доцент кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: lazarev.vntu@gmail.com.

Паламарчук Роман Петрович — студент групи ТКП-156, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: rporitskiy@gmail.com.

Voytsekhovska Olena V. — Ph.D., assistant professor, Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: vojcehovska.o.v@vntu.edu.ua.

Lazarev Alexander A. — Ph.D., assistant professor of the Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: lazarev.vntu@gmail.com.

Palamarchuk Roman P. — Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: rporitskiy@gmail.com.

ПЕРСПЕКТИВИ ВИКОРИСТАННЯ МОБІЛЬНОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуто стандарти цифрового мобільного телебачення та визначено перспективи його використання.

Ключові слова. DVB-H, T-DMB, DMB мультиплексори.

Abstract

The standards of digital mobile TV are considered and the prospects for its use are defined.

Keywords: DVB- H, T - DMB, DMB multiplexers.

Вступ

До 2020 року майже 50% усього телевізійного і відеоконтенту користувачі будуть дивитися на смартфонах, планшетах і ноутбуках. Мобільний перегляд стрімко зростає, найбільше зростання відбудеться в сегменті смартфонів, частка яких в мобільному перегляді складе 25% [1, 2]. Впровадження стандарту DVB-H дозволило транслювати телебачення наживо безпосередньо на мобільні портативні пристрої, запровадивши мобільний стиль перегляду ТВ і постійний контакт із споживачами. Тепер немає ніяких обмежень – дивитись телевізійні програми можна де завгодно й коли завгодно [3].

Основна частина

Мобільне телебачення має багато варіантів. Це може бути мобільний прийом цифрових телевізійних сигналів з мереж, побудованих для кімнатного прийому і прийому на зовнішню фіксовану антену. Це також може бути прийом телевізійних сигналів на портативні пристрої, наприклад, мобільні телефони. Існує кілька систем для прийому мобільного телебачення (табл. 1).

Таблиця 1 Мобільні телевізійні системи

Мобільні телевізійні системи	Примітки
DVB-T	- для використання у діапазоні III в 7 чи 8 МГц каналі і діапазоні IV/V у 8 МГц каналі в Європі (6 МГц канал у Латинській Америці); - деякі обмеження у споживанні енергії батарей при прийомі на великих швидкостях
DVB-H	- для використання у діапазонах III, IV, V і у 1,5 ГГц діапазоні у 5, 6, 7 чи 8 МГц каналі; - розроблена для використання у портативних пристроях.
T-DMB	- для використання у діапазоні III і 1,5 ГГц у 1,7 МГц каналі; - розроблена для використання у портативних пристроях.
DAB-IP	- для використання у діапазоні III і 1,5 ГГц у 1,7 МГц каналі; - розроблена для використання у портативних пристроях.
DVB-SH	- для використання у гібридному супутнику і наземній мережі у 2 ГГц діапазоні; - розроблена для використання у портативних пристроях.

MediaFlo	• для використання у США в телевізійних UHF діапазонах;
	• розроблена для використання у портативних пристроях.
UMTS	• для використання у 2 ГГц діапазоні (і, можливо, в іншому частотному діапазоні);
	• частина пропозицій послуг мобільного зв'язку.

Існують такі стандарти цифрового телебачення DVB-T, DVB-H і T-DMB. З точки зору планування мережі немає різниці між T-DMB і DAB-IP. DVB-H і T-DMB мають як переваги, так і недоліки. Головна різниця полягає у ширині смуги пропускання й діапазонах частот. Для того щоб транслювати у T-DMB таку саму кількість послуг, як у DVB-H, потрібна буде більша кількість DMB мультиплексів. Вибір систем переважно залежить від доступних діапазонів частот і каналного реєстра, пристосованого до діапазону.

Комісія Євросоюзу підтримує впровадження мобільного телебачення. Розглядається також можливість запровадження системи DVB-H як обов'язкової. Незважаючи на те, що обов'язковість системи DVB-H не схвалюється деякими представниками медіа-ринку, DVB-H розглядається комісією як прийнятна система мобільного телебачення. Тому DVB-H було додано до списку стандартів Європейського Союзу, для заохочування гармонійного розвитку телерадіокомунікаційних систем у Євросоюзі.

Портативні пристрої можуть використовуватись як всередині приміщень, так і зовні, як у нерухомому стані, так і на великих швидкостях – в автомобілях і поїздах. Приймальна антена портативного пристрою має низький коефіцієнт підсилення і невеликі розміри порівняно з довжиною хвилі. Це ставить високі вимоги до порогової напруженості поля цього виду прийому.

Для мобільного і портативного прийому необхідна висока якість покриття. Оператор телемережі DVB-T має забезпечити 95% вірогідності покриття для портативного прийому.

Висновки

Протягом останніх десяти років стрімкий розвиток цифрових технологій сприяв зростанню персонального споживання інформації та стрімкому розвитку цифрового телебачення.

В роботі проаналізовано стандарти цифрового телебачення. Вибір систем переважно залежить від доступних діапазонів частот і каналного реєстра, пристосованого до діапазону. Проте навіть з системами цифрового телебачення з високою завадостійкістю, вимоги до напруженості поля є високими через малі розміри приймальної антени й ускладнені умови прийому (внутрішнього, зовнішнього, у транспорті з зовнішньою антеною). Найкращі умови прийому досягаються у діапазоні III. Для забезпечення портативного внутрішнього прийому у транспорті використовується режим модуляції 16 QAM.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. І.В. Омелянюк «Solution for transformation of the existing nationwide network for analogue broadcasting into DVB-T SFN networks» конференція «Стратегії переходу на цифрові технології», Лондон, 25-26.02.2009 р.
2. В. Лапін, М. Артюх та ін. Розробка технічних принципів реалізації цифрового мовлення в Україні у вигляді синхронних мереж розповсюдження програм: Державне підприємство «Український науково-дослідний інститут радіо і телебачення» (ДП УНДІРТ), 2006. Ст.28
3. Волков В.В. Впровадження цифрового телевізійного мовлення стандарту DVB-T (MPEG-4) в 70, 74 зонах одночастотного цифрового мовлення. – Міжнародний форум «Цифрове мовлення в Україні», 2008.– 4серпня.
4. Mykhalevskiy D. Development of a mathematical model for estimating signal strength at the input of the 802.11 standard receiver / D. Mykhalevskiy, N. Vasyukivskiy, O. Horodetska // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – Vol 6, No 9 (90), 2017. – p. 38-43.
5. Michalevskiy D. Performance evaluation of monitoring tools of electronic products by the level of low-frequency noise / D. Michalevskiy, O. Horodetska, R. Krasota // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2014. – №1. – С. 183-186.

Боржемський Сергій Юрійович — студент групи ТКТ-156, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки і наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: mesben23@gmail.ru;

Оксана Степанівна Городецька— канд. техн. наук, доцент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

Borjenskij Serhij Y. — Faculty infocommunications, electronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email : mesben23@gmail.ru;
Horodetska Oksana S. — Cand. Sc. (Eng), assistant professor of telecommunication systems and television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

ТЕРАГЕРЦОВИЙ ГЕНЕРАТОР ТАКОВИХ ІМПУЛЬСІВ НА БАЗІ ВИСОКОТЕМПЕРАТУРНОЇ НАДПРОВІДНОСТІ ТА ПЕРЕХОДІВ ДЖОЗЕФСОНА

Вінницький національний технічний університет;

Анотація

Розглянуто метод покращення вихідних характеристик генератора тактових імпульсів на базі високотемпературної надпровідності та переходів джозефсона шляхом підключення до напівпровідникового інтерферометра формувача імпульсів який складається з двох переходів Джозефсона та двох індуктивностей.

Ключові слова: генератор, перехід Джозефсона, напівпровідниковий квантовий інтерферометр, формувач імпульсів.

Abstract

The method of improving the output characteristics of a pulse generator based on high-temporal superconductivity and Josephson transitions by connecting to a semiconductor interferometer of pulse shaper consisting of two jougherson transitions and two inductances

Keywords: generator, Josephson transition, semiconductor quantum interferometer, pulse shaper.

Вступ

Постійно зростаючі потреби в розширенні смуги робочих частот і підвищення швидкодії безпроводних систем передавання інформації та підвищення чутливості пристроїв приймання та оброблення радіосигналів все важче задовільнити в рамках традиційних технологій з несучими частотами в діапазоні $2 \div 5$ ГГц. Це сприяє проведенню досліджень та розробці пристроїв безпроводного передавання, приймання та оброблення сигналів у терагерцовому діапазоні [1].

Метою роботи є розроблення методу покращення характеристик генераторів тактових імпульсів на базі високотемпературної надпровідності та переходів Джозефсона.

Результати дослідження

Одним із важливих елементів пристроїв цифрової обробки інформації є генератори тактових імпульсів, які широко використовуються при побудові аналого-цифрових та цифро-аналогових перетворювачів сигналів і в багатьох інших системах.

Застосування високотемпературних надпровідників (ВТНП) забезпечує можливість формування джозефсонівських переходів з більш високими значеннями характерної частоти, що є важливим для створення джозефсонівських генераторів в терагерцовому діапазоні. Проте, при виготовленні високоякісних джозефсонівських переходів з відтворювальними параметрами на базі ВТНП виникає багато проблем, які не дають можливості використовувати традиційні технології, що застосовуються у випадку низькотемпературних джозефсонівських переходів. Враховуючи, що нанорозмірні переходи на базі ВТНП не потребують зовнішнього шунтування для забезпечення демпфування, принципова схема генератора тактових імпульсів наведена на рис.1.[2]

Генератор тактових імпульсів складається із надпровідникового квантового інтерферометра (НКИ) (L3, ПД1, ПД3) та формувача імпульсів (L4, ПД4, L5, ПД5).

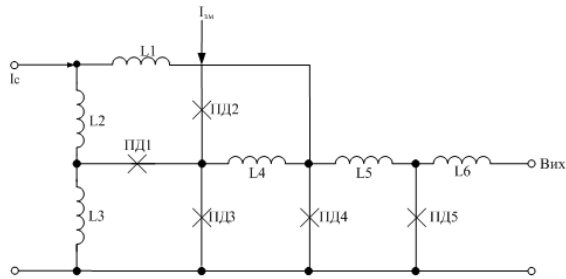


Рис. 1. Принципова схема генератора тактових імпульсів

Через НКІ пропускається постійний струм, ненабагато менший критичного струму, та струм синхронізації I_c , який визначає частоту та фазу послідовності тактових імпульсів. Для збереження форми імпульсу використовується формувач імпульсів, на який подається струм зміщення, величина якого менша критичного струму. Тому, якщо на вхід формування імпульсів поступає “розмитий” тактовий імпульс, то на виході має місце короткий одноквантовий імпульс напруги.

Розроблена еквівалентна схема генератора тактових імпульсів із використанням резистивної моделі переходу Джозефсона, відмінність які від відомих, полягає у представленні переходу Джозефсона на базі ВТНП, у вигляді двох моделей, кожна із яких враховує еквівалентну індуктивність, величина якої розраховується за виразом:

$$L = \frac{h}{2qI_0 \cos \Psi}, \quad (1)$$

де h – стала Планка; q – заряд електрона; I_0 – критичний струм ПД; Ψ - різниця фаз хвильових функцій.

Висновки

Встановлено, що запропонований підхід дозволяє покращити вихідні характеристики генератора тактових імпульсів на базі високотемпературної надпровідності та переходів Джозефсона шляхом підключення до напівпровідникового інтерферометра формувача імпульсів який складається з двох переходів Джозефсона та двох індуктивностей.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Торгашин М.Ю. Разработка и исследование джозефсоновских генераторов терагерцового диапазонов на основе распределенных тунельных переходов: дис. канд. наук: 01.04.03/ М.Ю. Торгашин; ИPERАН им. В.М. Котельникова. – М.:2013. -140с.
2. Кичак В.М. Математична модель переходу Джозефсона // В.М. Кичак, В.В. Кичак // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – Вінниця. – ВНТУ. – 2014. - №3/119. – С. 101-106.

Макогон Віталій Іванович – асистент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: vim1986@i.ua

Науковий керівник: **Кичак Василь Мартинович** — д-р техн. наук, професор, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

Vitaliy Makogon - Assistant Professor, Department of Telecommunication Systems and Television, Vinnytsia National Technical University

Supervisor: **Kychak Vasyl Martynovich** - Dr. Tekhn. Sciences, professor, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia

ПОБУДОВА МЕРЕЖІ "РОЗУМНОГО БУДИНКУ" З ВИКОРИСТАННЯМ ІНТЕРФЕЙСУ 1-WIRE

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуто головні аспекти побудови та структуру мережі «розумного будинку» з використанням інтерфейсу 1-Wire.

Ключові слова: інтерфейс 1-Wire, розумний будинок, мережа, мікроконтролер, охорона система.

Abstract

The main aspects of the construction and structure of a smart home network using the 1-Wire interface are considered.

Keywords: 1-Wire interface, smart home, network, microcontroller, security system.

Вступ

Робота присвячена розробці архітектури мережі «розумного будинку», проблемі вибору компонентів і датчиків та об'єднання різних пристроїв з інтерфейсом 1-Wire в єдину мережу, підключення до мережі пристроїв, що не мають інтерфейсу 1-Wire.

Мета роботи – розглянути особливості побудови мережі «розумного будинку» з використанням інтерфейсу 1-Wire.

Основна частина

Система «розумного будинку» представляє собою розподілену мережу електронних пристроїв, що являє собою топологію дерева, що дозволяє збільшити протяжність і загальну кількість пристроїв в шині за рахунок відключення пристроїв, що не використовується в даний час. Структура мережі зображено на рис 1.

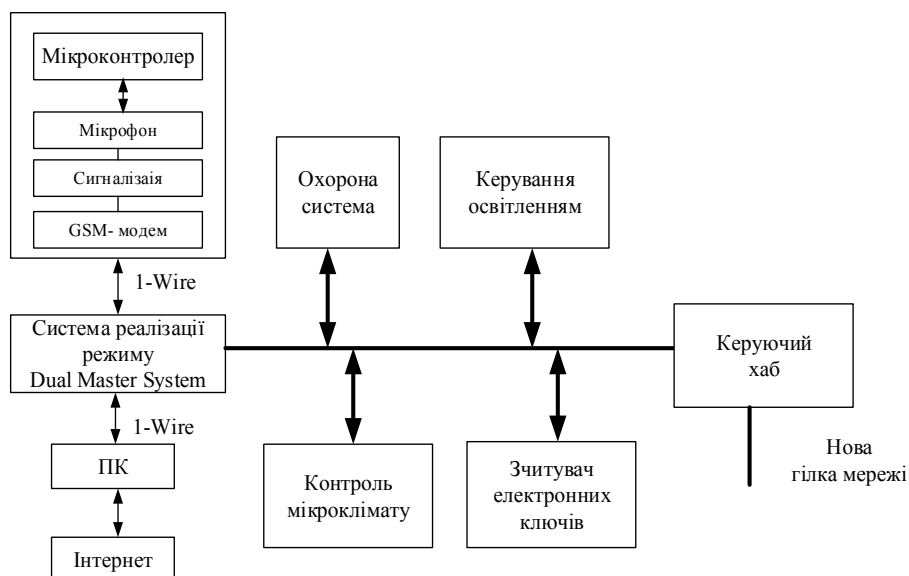


Рисунок 1 – Структура мережі розумного будинку

В структурі «розумного будинку» можна виділити наступні блоки: контроль мікроклімату, керування освітленням, охорона система, система контролю і управління доступу. При цьому система має модульну структуру і складається з окремих блоків, що об'єднані мережею 1-Wire. Така структура дозволяє легко змінювати конфігурацію мережі, підключати нові, замінити та видаляти вже підключені блоки. Архітектура надає можливість доступу до системи з допомогою web- інтерфейсу.

Для побудови мережі 1-Wire необхідно три складових: ведуча шина, середовище передачі, і пристрої, що відповідають протоколу.

Можливо два варіанти керування розумним домом:

1. Використання персонального комп'ютера в якості ведучого шини;
2. Використання мікроконтролера в якості основи резервної системи керування розумним домом, що забезпечує роботу мережі при відключенні персонального комп'ютера.

Програмне забезпечення для мережі складається з драйвера мережі 1-Wire, драйвера дисплею і клавіатури з уніфікованими програмними інтерфейсами, прикладних програм, які керують роботою мережі і диспетчера завдань, що розділяють процесорний час між окремими прикладними програмами. По суті розроблене ПЗ являється операційною системою реального часу.

Драйвер мережі 1-Wire складається з двох частин: генератора шинних циклів, що служать для передачі даних в мережу і вимірювача тривалості імпульсів. Спосіб зчитування інформації із мережі трохи незвичайний і полягає не в виборці значення з шини в заданий момент часу, а в вимірюванні тривалості окремих імпульсів. Компаратор, що виділяє фронти має високий гістерезис, що в сукупності з даним способом вимірювання і аналізом часових інтервалів дозволяє збільшити надійність роботи.

Так як всі підключені блоки мають мати інтерфейс 1-Wire, то при додаванні нових блоків не потрібно змінювати апаратну частину головної шини. Не дивлячись на те, що номенклатура пристроїв, що мають інтерфейс 1-Wire достатньо широка, існує ряд пристроїв, які не здатні працювати на пряму з мережею для таких пристроїв використовують 1-Wire аналого-цифровий перетворювач, таким чином можна підключати будь-які інші аналогові давачі.

Висновки

Система 1-Wire є ефективною та раціональною для побудови автоматизованих систем контролю і керування різними приладами, коли не потрібна висока швидкість при обслуговуванні, але необхідна суттєва гнучкість і розширення при не високих затратах на реалізацію.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Гук М. Ю. Аппаратные интерфейсы ПК:Энциклопедия / М.Ю. Гук -СПб.: Питер, 2002. 528 с.
2. Руководство по применению AN155 «Ресурсы сети1-Wire». DallasSemiconductor.

Щепанівський Віталій Юрійович – студент групи АРЗ-18м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: vectorman017@gmail.com

Макогон Віталій Іванович— асистент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: vim1986@i.ua

Shchepanivskyi Vitaliy Yu.— group ARZ-18m, The Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: vectorman017@gmail.com

Vitaliy Makogon— Assistant Professor at Department of Telecommunication systems and television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email : vim1986@i.ua

НОВІ БЕЗПРОВІДНІ СТАНДАРТИ ДЛЯ ПРОМИСЛОВОГО ВИКОРИСТАННЯ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуто найбільш перспективні технології організації бездротових сенсорних мереж, особливості організації систем телеметрії в умовах виробництва.

Ключові слова:

Протокол керування, бездротові технології, автоматизації промисловості.

Abstract

The most perspective technologies of organization of wireless sensory networks, peculiarities of organization of telemetry systems in production conditions are considered.

Keywords:

Control protocol, wireless technology, automation industry.

Вступ

На сьогоднішній день найбільш актуальним є питання впровадження сучасних бездротових технологій в інформаційні мережі промислового призначення. Вже давно назріла необхідність в надійних бездротових розподілених системах управління технологічними процесами, причому не тільки на рівні підприємства, а й за його межами.

Основна частина

При комплексній автоматизації промисловості важливим завданням є організація обміну інформацією в масштабах підприємства, а іноді і далеко за його межами на основі однієї стандартної високопродуктивної мережі що масштабується, яка повинна враховувати наступні важливі особливості:

- інтенсивність обміну даними на польовому рівні;
- мати доступ до джерел електроживлення;
- топологію побудови радіомережі, яка повинна забезпечити надмірність зв'язків, а також можливість самоорганізації. Це підвищить надійність радіомережі, а також спростить введення в дію кінцевих об'єктів (бездротових датчиків і виконавчих механізмів).

Розглянемо найбільш перспективні на сьогоднішній день способи побудови систем телеметрії промислового призначення з використанням бездротових сенсорних мереж - бездротових багато-коміркових (mesh) мереж з низькою швидкістю передачі даних і наднизьким енергоспоживанням, основне призначення яких полягає в зборі даних від розподілених в просторі датчиків.

Поширеними на сьогоднішній день технологіями для організації бездротової передачі даних з датчиків і організації сенсорних мереж промислового призначення є технології ZigBee (IEEE 802.15.4). Цей стандарт розроблений як продовження стандарту IEEE 802.15.4_2003 LR PAN (Low Rate Personal Area Network)[1], який призначений для низькошвидкісних персональних мереж з малим енергоспоживанням, зі швидкістю обміну даними до 250 Кбіт/с і топологією побудови радіомережі типів «зірка», «точка - точка». До недоліків даної мережі можна віднести:

- технологія ZigBee має власний стек протоколів верхнього рівня, який суттєво відрізняється від протоколів промислового призначення;
- ZigBee заснована на базі стандарту IEEE 802.15.4_2003 (метод доступу до середовища CSMA / CA на каналному рівні моделі OSI), який не завжди задовольняє підвищеним вимогам по надійності передачі даних для мереж промислової автоматики;
- за класифікатором промислових процесів ICSi відповідних їм вимогам до переданих даним по промислових мереж ZigBee можна віднести до класів 5-4, тобто її не можна використовувати для управління процесами в АСК ТП;

- у ZigBee, включаючи її останню версію ZigBee Pro, до цих пір повністю не вирішена проблема сумісності бездротових пристроїв від різних виробників.

Так як технологія ZigBee не підходить для організації промислового зв'язку через ряд вище перелічених недоліків був розроблений стандарт Wireless Hart на основі IEEE802.15.4_2006. На відміну від ZigBee стандарт WirelessHart має певні особливості стека протоколів верхнього рівня і механізм підключення бездротової мережі до промислових шин (HART, ModBus-RTU), а також до Industrial Ethernet за допомогою бездротових шлюзів. Важливою перевагою Wireless HART є те, що він хоча і заснований на стандарті 802.15.4_2006 (діапазон 2400 ... 2483,5 МГц), але має ряд особливостей:

- поряд з механізмом доступу до середовища CSMA /CA (множинний доступ з контролем несучої і запобіганням колізій) на каналному рівні моделі OSI (стандарт 802.15.4_2003) можливе застосування TDMA (множинного доступу з часовим поділом);

- на фізичному рівні використовується механізм швидкого перемикання між 16 частотними каналами CH (channel hopping), який можна розглядати як аналог технології розширення спектру за допомогою перескоків частоти (FHSS).

Основний недолік технології Wireless Hart в тому, що вона підтримує тільки промислові протоколи HART і ModBus.

Висновки

В даній роботі було розглянуто безпроводні стандарти для промислового використання ZigBee та Wireless Hart після проведення порівняння цих протоколів можна стверджувати що протокол Wireless Hart є більш ефективним для використання в промисловості, так як даний протокол може забезпечити більшу кількість каналів, та кращу захищеність каналів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. IEEE Standard for Information technology. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Revision of 802.15.4-2003, July 2006, ieeexplore.ieee.org

2. Innovation Center. Eaton Wireless Sensor Network for Advanced Energy Management Solutions; www1.eere.energy.gov/industry/sensors_automation/pdfs/meetings/0607/eaton_07.pdf.

Клименко Вадим Андрійович – студент групи АРЗ-18м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: klimenkovadim58@gmail.com

Макогон Віталій Іванович — асистент кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: vim1986@i.ua

KlimenkoVadimAndriyovych – student group ARZ-18m, faculty of infocommunications, radioelectronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsya, e-mail: klimenkovadim58@gmail.com

Vitaliy Makogon — Assistant Professor at Department of Telecommunication systems and television, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email : vim1986@i.ua

РОЗРОБКА НАПРАВЛЕНОГО МІКРОФОНА ОРГАННОГО ТИПУ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розроблено електричну схему, друковану плату та експериментальний зразок направленої мікрофону органного типу з використанням еквайзера. Мікрофон побудовано на основі чотирьох каскадів. Розроблений пристрій дозволяє реалізувати наступні задачі: акустичне детектування руху; дистанційне спостереження за людьми або тваринами з далекої відстані; дослідження властивостей підсилювачу звуку на лабораторних заняттях з дисципліни "Схемотехніка".

Ключові слова: направлений мікрофон, органна система, чутливість, звук, підсилювач, детектор.

Abstract

An electric circuit, a printed circuit board and an experimental sample of a directed microphone of an organ type using an equalizer have been developed. The microphone is built on the basis of four cascades. The developed device allows to realize the following tasks: acoustic motion detection; remote monitoring of people or animals from a distant distance; studying the properties of the amplifier of sound on laboratory lessons in the discipline "Schematics".

Key words: directions microphone, organ system, sensitivity, sound, pulse, detector.

Вступ

Задача розробки такого направленої мікрофону органного типу (зменшена версія) допомогти людині чути на великій відстані без можливості що її буде видно. Такий мікрофон із за своєї діаграми направленості має вищі показники чим мікрофони параболічних типів, або ж резонансних сіток.

Результат дослідження

В конструкціях можуть використовуватися кілька трубок різної довжини - це так званий мікрофон органного типу. Такий мікрофон здатний вловлювати звуки голосу на відстані до 1000 метрів. За рахунок різної кількості трубок і їх довжин, звук, що попадає в цю систему, розбивається на частоти. Кожна трубка має довжину кратну швидкості звуку поділену на подвійну довжину хвилі звукових коливань. Це описує формула 1

$$L = 330/2L.$$

де 330 – це швидкість поширення звуку

L – довжина хвилі

Виходячи з цієї формули, і задачі, яка дає нам умову: розрізнення людської мови в відомому нам діапазоні маємо наступні розраховані дані:

N	1	2	3	4	5	6	7
$L, \text{мм}$	550	400	300	200	150	100	50
$F, \text{Гц}$	300	412	550	825	1100	1650	3300

де, N – номер трубки

L – довжина трубки

F – частота, на яку потрібно налаштуватись, в герцах.

Ця система має збиратись певним чином, як показано на (рис. 1), і вид з боку, як на (рис. 2)

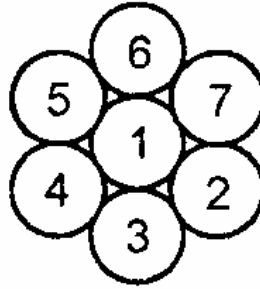


Рисунок 1 – Вибіркова система із направлених трубок

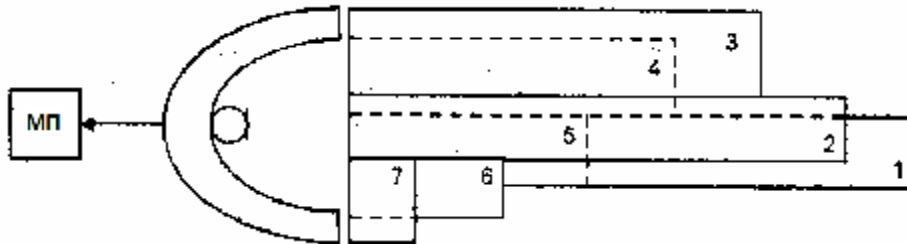


Рисунок 2 – мікрофон в параболічному приймачі

Подальше посилення сигналу відбувається за рахунок використання високочутливого мікрофонного підсилювача МП. Цей спрямований мікрофон перекриває діапазон частот від 300 Гц до 3300 Гц, тобто основний інформаційний діапазон мовного сигналу. Якщо необхідно отримати більш якісне сприйняття мови, то необхідно розширити діапазон частот. Це можна зробити шляхом збільшення кількості резонансних трубок, наприклад, до 37 штук. Розрахунок буде таким же, за виключенням кратності кроку частот.

Основна частина такої системи – це мікрофонний підсилювач і еквалайзер, які будуть розглядатись далі.

Мікрофонний підсилювач на транзисторах має підсилення більше 10000 раз за напругою, підйом частотної характеристики в діапазоні 30 - 3000 Гц і забезпечує на виході електричної схеми достатню потужність. На рис. 1 наведено схему цього підсилювача

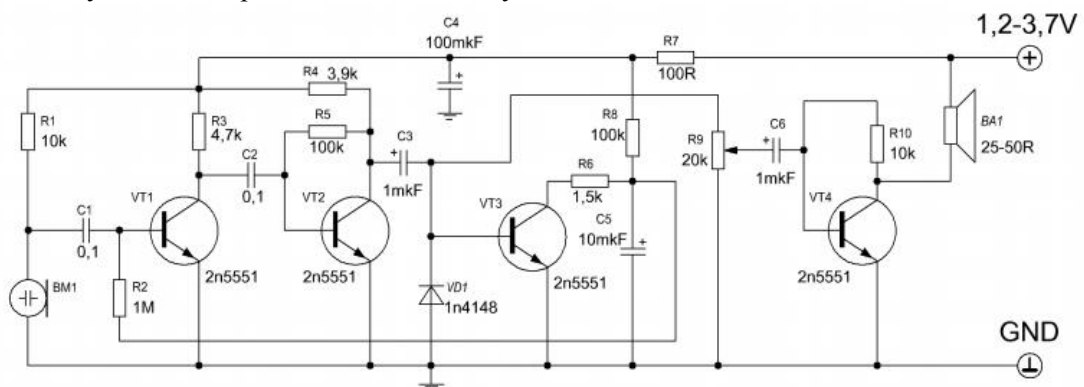


Рисунок 3 – Електрична схема мікрофонного підсилювача

Схема пристрою на рис. 1 складається з двох каскадів попереднього підсилення, каскаду автоматичної корекції гучності та каскаду кінцевого підсилення, в колекторний ланцюг якого підключається високоомний навушник.

Також ця схема має автоматичне регулювання гучності. Це потрібно, щоб не було акустичних ударів тому, хто слухає. Вона працює наступним чином: на початковому етапі напруга з конденсатора C5, який заряджається через резистор R8, подається на базу транзистора першого каскаду для того, щоб забезпечити максимальне підсилення схеми. У міру наростання вхідного сигналу, наприклад при гучній розмові біля навушника пристрою, сигнал на виході другого попереднього каскаду також наростає, і як тільки напруга доходить до величини відкриття кремнієвих транзисторів, а це 0,6 - 0,7 В, транзистор спрацьовує, через його відкритий перехід і

резистор R6, ємність C5 буде розряджатися, завдяки чому знижується напруга на базі першого транзистора і знижується чутливість схеми, підсилення плавно наростає через кілька секунд, у міру заряду конденсатора C5.

Крім цього, є ще в цій системі є п'яти смуговий стерео еквалайзер. Його роль досить проста. Щоб не додумувати чи не підсилювати сигнал який може містити в своєму спектрі крім сигналу, велику кількість завади, лишні частоти можуть обрізатись або перекриватись. Також можемо виділити певну смугу частот яку ми хочемо почути. Схема цього пристрою зображена на (рис. 3) Вона побудована на мікросхемі BA3822LS. Щомає наступні параметри:

Напруга живлення: 9В

Струм споживання: 100мА/г

Регулювання частот: від 100 Гц – 10КГц

Градація регулювання: 5 ступенів: 100Гц; 330Гц; 1КГц; 3.3КГц; 10КГц.

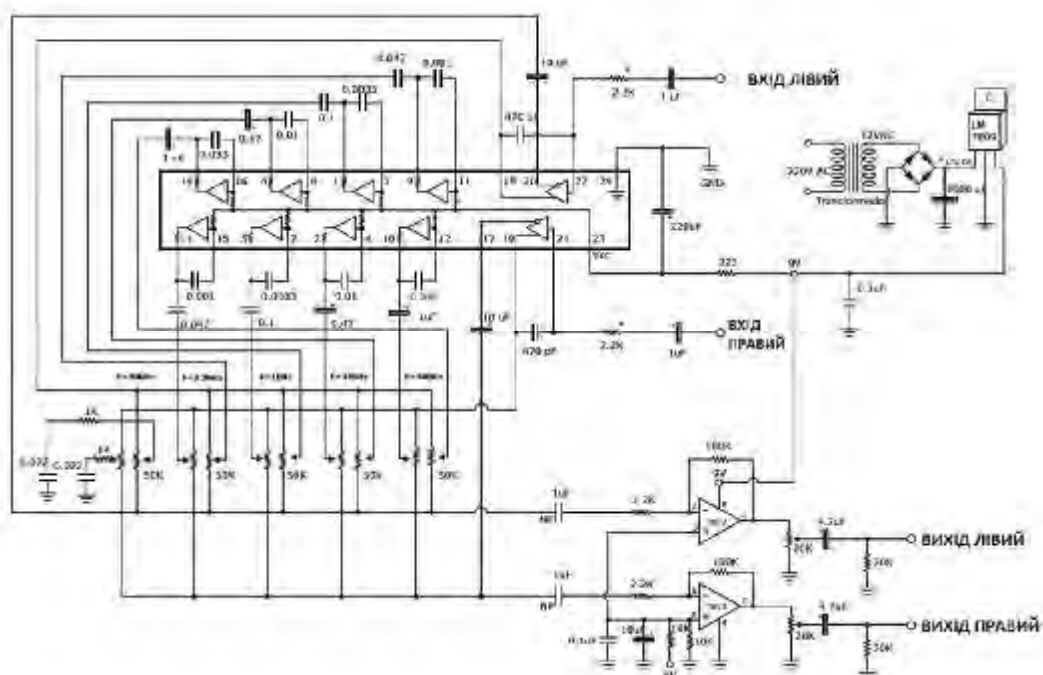


Рисунок 3 - Схема п'яти смугового стерео еквалайзера

Висновки

В роботі представлено практичну реалізацію направленного мікрофону органного типу. Було розроблено друковану плату пристрою і після монтажу на неї дискретних елементів, отримано робочий експериментальний зразок. Дальність дії мікрофону може досягати 100 м.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Бенда Д. Поиск неисправностей в электрических схемах. Пер. с нем./ Д. Бенда. – СПб.: БХВ-Петербург, 2010. – 256 с: ил. — (Электроника). – ISBN 978-5-9775-0359-4.
2. <https://www.komitart.ru/860-5-polosnyy-ekvalayzer-na-ba3822ls-tl072.html>
3. <http://vrtp.ru/index.php?act=categories&CODE=article&article=397>
4. <https://vip-cxema.org/index.php/home/raznoe/390-slukhovo-aj-apparat-svoimi-rukami>

Іванюк Олександр Вікторович — студент групи РТ-17мс денного відділення кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, email: 380939639903@ukr.net

Пастушенко Олександр Леонідович — старший викладач кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет email: pastushenko@vntu.edu.ua

Ivaniuk Oleksandr — student of the faculty of infocommunications, radioelectronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: 380939639903@ukr.net

Pastushenko Oleksandr L. — senior lecturer at Department of Radioengineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: pastushenko@vntu.edu.ua

ГАЗОРЕАКТИВНИЙ ЕФЕКТ В НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СЕНСОРАХ ГАЗУ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В роботі розглянуто математичну модель газореактивного ефекту в первинних газочутливих напівпровідникових сенсорах, що описує залежність активної складової повного опору приповерхневого шару напівпровідникового газочутливого елемента при адсорбції молекул газу. Надлишкові носії заряду при адсорбції змінюють розподіл електростатичного поверхневого потенціалу в шарі просторового заряду. Розв'язок рівняння Пуассона дозволив отримати вирази для активної складової повного опору на поверхні електронного та діркового напівпровідників газочутливих сенсорів при адсорбції молекул газу.

Ключові слова

Газореактивний ефект, повний опір, напівпровідниковий сенсор концентрації газу, реактивні властивості напівпровідників.

Abstract

In the work considers a mathematical model of the gas-jet effect in primary gas-sensitive semiconductor sensors, describing the dependence of the active component of the total resistance of the surface layer of a semiconductor gas-sensitive element during adsorption of gas molecules. Excessive charge carriers during adsorption change the distribution of the electrostatic surface potential in the space charge layer. Solving the Poisson equation made it possible to obtain expressions for the active component of the impedance on the surface for electron and hole semiconductors of gas-sensitive sensors upon adsorption of gas molecules.

Keywords

Gas-reactive effect, impedance, semiconductor gas concentration sensor, reactive properties of semiconductors.

Розробка автогенераторних перетворювачів газу з частотним вихідним сигналом вимагає знань зміни повного опору первинних напівпровідникових перетворювачів газу від зміни концентрації газу, тобто, газореактивного ефекту, оскільки ці процеси викликають зміни параметрів коливального контуру автогенераторів, що, у свою чергу, визначає залежність вихідної частоти пристроїв [1 – 3]. Таким чином, робота присвячена дослідженню математичної моделі газореактивного ефекту в напівпровідникових сенсорах газу, тобто, залежності їх повного вихідного опору від концентрації газу, який визначається процесами на поверхні напівпровідника.

В 1954 році німецьким вченим Гайландом [4] при дослідженні поведінки окисних напівпровідників під дією газу було встановлено, що на поверхні змінюється їх електрична провідність. На основі цього ефекту розроблено велику кількість резистивних сенсорів для вимірювання концентрацій різноманітних газів. Залежність зміни провідності від молекулярної концентрації хімічної речовини може приймати значну величину в напівпровідникових сенсорах.

При каталітичному окислюванні газами типу H_2 , CH_4 , $\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$, H_2S , що виступають як гази окиснювачі, на поверхні твердого тіла ефективно збільшується позитивна валентність адсорбційного комплексу, тому що при реакції на тверду поверхню віддаються електрони. Унаслідок чого на поверхні збільшується концентрація електронів, що приводить до того, що в напівпровідниках n-типу провідності заряд виникає завдяки процесу збагачення, а в напівпровідниках p-типу провідності – завдяки збідненню [5].

В залежності від сил, що зв'язують адсорбційні частинки з поверхнею напівпровідника, має місце фізична та хімічна адсорбція. Фізична адсорбція визначається силами електростатичного походження (сили Ван-дер-Ваальса, сили електричного зображення) і енергія зв'язку в цьому випадку складає 0,01-0,1eВ. Хімічна адсорбція виникає, коли адсорбовані молекули зв'язані з напівпровідником силами обмінного типу. В цьому випадку енергія зв'язку при хемосорбції є значною та досягає 1eВ. Отже, внаслідок адсорбції газу в напівпровіднику виникають додаткові поверхневі стани.

Енергетичні рівні поверхневих станів розташовуються в забороненій зоні значно нижче дна зони провідності або вище валентної зони [6]. Поверхневий заряд притягує носії заряду з об'єму напівпровідника в приповерхневу область, що приводить до виникнення подвійного зарядженого шару. Наявність у напівпровідника поверхневого заряду змінює його енергетичну схему у приповерхневій області.

Зразок напівпровідника у нормальних умовах повинен бути електрично нейтральним. Звідки витікає, що поверхневий заряд $Q_{\text{пов}}$ повинен бути скомпенсовано рівним по величині і зворотнім по знаку зарядом у приповерхневому шарі напівпровідника. Цей заряд, який екранує об'єм напівпровідника від проникнення в нього електричного поля, складається в загальному випадку з розташованих в об'ємі напівпровідника іонізованих донорів і акцепторів та рухливих електронів і дірок. Таким чином, приповерхневий шар напівпровідника є шаром просторового заряду, який екранує об'єм напівпровідника від поля поверхневого заряду, причому це екранування здійснюється за рахунок того, що рівноважні концентрації електронів і дірок в шарі відрізняються від об'ємних.

Розподіл електростатичного потенціалу в шарі просторового заряду визначається рівнянням Пуассона. Більш повний і точний розв'язок цієї задачі зроблено в роботі К. Гаретта і Браттейна, переклад якої подано в монографії [7]. В цій роботі розглядається загальний випадок напівпровідника під дією збуджуючого фактора постійного у часі, наприклад, освітлення, газ, прониклива радіація. Відповідно, термодинамічну рівновагу в такому напівпровіднику порушено і концентрація носіїв заряду: n - електронів і p - дірок перевищують термодинамічно рівноважні величини n_0 і p_0 . В будь-якій точці напівпровідника ці значення концентрацій при відсутності виродження визначаються статистикою Больцмана і можуть бути наступним чином виражені через квазірівні Фермі φ_n і електростатичний потенціал ψ [8]

$$p = n_i e^{\frac{q(\varphi_p - \psi)}{kT}}, \quad n = n_i e^{\frac{q(\psi - \varphi_n)}{kT}}, \quad (1)$$

де n_i – концентрація носіїв заряду у власному напівпровіднику, q – заряд електрона, k – стала Больцмана, T – абсолютна температура.

Квазірівні Фермі мають властивості електрохімічного потенціалу. При термодинамічній рівновазі $\varphi_p = \varphi_n = \varphi_0$, а концентрації носіїв заряду мають при цьому рівноважні значення в усіх точках, в тому числі і поблизу поверхні.

Електростатичний потенціал ψ є мірою потенціальної енергії електрона у шарі просторового заряду і характеризує викривлення енергетичних зон кристала у цій області. Потенціал поза приповерхневого шару просторового заряду, при $x \rightarrow \infty$, позначається як ψ_0 і його значення обирається таким чином, щоб потенціальна енергія електрона всередині кристала $q\psi_0$ співпадала із значенням енергії Фермі у власному напівпровіднику E_i . Цю величину називають серединою забороненої зони в об'ємі і на поверхні напівпровідника. Значення електростатичного потенціалу всередині приповерхневого шару просторового заряду тоді буде характеризуватися величиною $q(\psi_s - \psi_0)$, як показано на рис. 1. Розташування рівноважного рівня Фермі в об'ємі напівпровідника буде визначатися величиною $q\varphi_v = q(\varphi_0 - \psi_0)$, за допомогою якої визначаються об'ємні рівноважні концентрації дірок і електронів [8]

$$p_0 = n_i e^{\frac{q\varphi_v}{kT}}, \quad n_0 = n_i e^{\frac{-q\varphi_v}{kT}}. \quad (2)$$

Розташування рівня Фермі на поверхні напівпровідника визначається величиною $q\varphi_s = q(\varphi_0 - \psi_s)$, через яку визначаються поверхневі концентрації носіїв заряду

$$p_s = n_i e^{\frac{-q\varphi_s}{kT}}, \quad n_s = n_i e^{\frac{q\varphi_s}{kT}}. \quad (3)$$

Величину $q\varphi_s$ звичайно називають поверхневим потенціалом, на відзнаку від поверхневого електростатичного потенціалу $q(\psi_s - \psi_0)$.

Знак електростатичного потенціалу у відповідності з співвідношенням (1) і (3) буде від'ємним, якщо зони поблизу поверхні вигнуті догори, і позитивним, якщо вони вигнуті донизу. Відповідно знаки потенціалів φ_v і φ_s будуть від'ємні, якщо рівень Фермі розташовано у верхній половині

забороненої зони в об'ємі або в нижній на поверхні. На рис. 1 наведено випадок, коли $q(\psi_s - \psi_0)$ і $q\varphi_v$ мають від'ємний знак, а $q\varphi_s$ – позитивний.

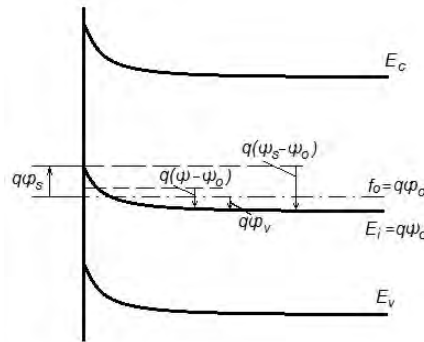


Рисунок 1 – Зонна схема приповерхневого шару просторового заряду [8]

Для одномірного випадку рівняння Пуассона має вигляд [8]

$$\frac{d^2\psi}{dx^2} = -\frac{4\pi}{\varepsilon\varepsilon_0} \rho(x), \quad (4)$$

де ε – діелектрична проникність напівпровідника, ε_0 – діелектрична проникність вакууму, $\rho(x)$ – щільність об'ємного заряду у точці напівпровідника, яка віддалена на відстань x від його поверхні.

Граничні умови описуються виразами

$$\left. \begin{aligned} \psi &= \psi_s \quad \text{при} \quad x = 0, \\ \psi &= \psi_0 \quad \text{і} \quad \frac{d\psi}{dx} = 0 \quad \text{при} \quad x = \infty, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

де ψ_0 – електростатичний потенціал, що відповідає енергетичному рівню, що розташовано посередині забороненої зони напівпровідника, ψ_s – поверхневий потенціал. Розв'язок рівняння Пуассона при значних величинах електростатичного потенціалу ψ дозволяє отримати поверхневий опір напівпровідників сенсорів газу. Для напівпровідника з електронним типом провідності поверхневий опір описується рівнянням [8]

$$R_{sn} = \left[\frac{1}{2} q n_0 \mu_{ns} L_D (\gamma^{-1} + \alpha)^{1/2} e^{\psi_s/2} \right]^{-1}, \quad (6)$$

а для діркового напівпровідника має вигляд

$$R_{sp} = \left[\frac{1}{2} q p_0 \mu_{ps} L_D (\gamma + \alpha)^{1/2} e^{-\psi_s/2} \right]^{-1}, \quad (7)$$

де n_0, p_0 – рівноважна концентрація електронів і дірок в об'ємі напівпровідника, μ_{ns}, μ_{ps} – рухливість електронів і дірок в приповерхневому шарі напівпровідника, $L_D = (\varepsilon\varepsilon_0 kT / 2q^2 n_0)^{1/2}$ – довжина проникнення електричного поля заряду в поверхневий шар напівпровідника, $\alpha = \Delta n / n_i = \Delta p / n_i$ – безрозмірний коефіцієнт рівня інжекції носіїв заряду, $\gamma = (p_0 / n_0)^{1/2} = p_0 / n_i = n_i / n_0$ – безрозмірний коефіцієнт, що характеризує об'ємні властивості напівпровідника. Аналіз формул (6) і (7) показує, що поверхневий опір газових напівпровідникових сенсорів експоненціально залежить від поверхневого електростатичного потенціалу, який однозначно зв'язаний з концентрацією газових молекул, що діють на поверхню сенсора. На рис. 1 подано експериментальну залежність опору чутливого елемента на основі ZnO від концентрації ацетилену.

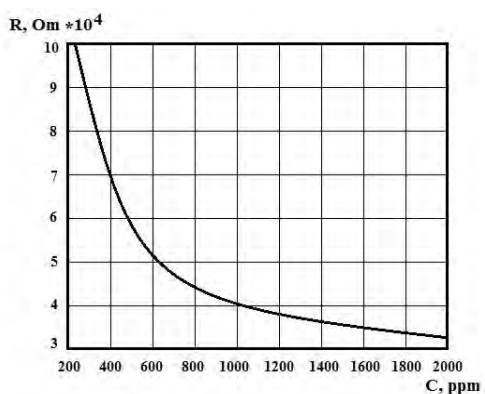


Рисунок 2 – Експериментальна залежність опору газочутливого сенсора на основі ZnO від концентрації ацетилену

Висновки

Розроблена математична модель газореактивного ефекту в первинних напівпровідникових газових сенсорах описує залежність повного приповерхневого опору від дії газу, яка визначається фізичними процесами на поверхні напівпровідника, що описуються розподілом електростатичного потенціалу в шарі просторового заряду на основі рівняння Пуассона. Розв'язок рівняння Пуассона дозволив визначити залежність зміни активної складової повного опору приповерхневого шару від заряду на поверхні електронного та діркового напівпровідників при адсорбції молекул газу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. -Вінниця: « Універсум-Вінниця», 1999. - 275с.
2. Osadchuk V.S., Osadchuk A.V. Radiomeasuring Microelectronic Transducers of Physical Quantities//Proceedings of the 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). 21-23 May 2015. Omsk. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147167
3. Osadchuk A.V., Osadchuk V.S., Osadchuk I.A., Seletska O.O. Frequency transducer of gas concentration in transistor structure with negative resistance// Радиотехника. Всеукраїнський міжведомственный научно-технический сборник. Тематический выпуск «Информационная безопасность». Вып.191. 2017. –С.195-202. ISSN 0485-8972
4. Heiland G. Zum Einfluss von adsorbierten Sauerstoff auf die elektrische Leitfähigkeit von Zinkoxidkristallen. – Berlin. Z.phys., 1954. -459p.
5. Маслов А.А. Технология и конструирование полупроводниковых приборов. /А.А. Маслов. –М.: Энергия, 1970. -296с.
6. Шалимова К.В. Физика полупроводников. –М.: Энергия, 1976. -312с.
7. Проблемы физики полупроводников. Сборник под ред. В.Г. Бонч-Бруевича. М.: Из-во иностранной литературы, 1957.
8. Ржанов А.В. Электронные процессы на поверхности полупроводников. М.: Наука, 1971. -480с.

Осадчук Олександр Володимирович, доктор технічних наук, професор, зав. каф. радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, м.Вінниця, Україна.

Осадчук Володимир Степанович, доктор технічних наук, професор, проф. каф. радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, м.Вінниця, Україна

Осадчук Ярослав Олександрович, кандидат технічних наук, науковий співробітник каф. радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, м.Вінниця, Україна

Osadchuk A.V. Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of Radioengineering Department Vinnitsa National Technical University, Vinnitsa, Ukraine

Osadchuk V.S. Doctor of Technical Sciences, Professor, Prof. of Radioengineering Department, Vinnitsa National Technical University, Vinnitsa, Ukraine

Osadchuk I.A. PhD, Researcher of Radioengineering Department Vinnitsa National Technical University, Vinnitsa, Ukraine

РОЗРОБКА НАПРАВЛЕНОГО МІКРОФОНУ З ПАРАБОЛІЧНИМ РЕФЛЕКТОРОМ

¹ Вінницький національний технічний університет;

Анотація

Розроблено електричну схему, друковану плату та експериментальний зразок направленного мікрофону з параболічним рефлектором. Мікрофон побудовано на основі двох транзисторних каскадів. Розроблений пристрій дозволяє реалізувати наступні задачі: акустичне детектування руху; дистанційне спостереження за тваринним світом, без втручання у їх екосистему; дослідження властивостей підсилювачу звуку на лабораторних заняттях з дисципліни "Схемотехніка".

Ключові слова: направлений мікрофон, параболічний рефлектор, чутливість, звук, підсилювач, детектор.

Abstract

An electric circuit, a printed circuit board and an experimental sample of a directed microphone with a parabolic reflector were developed. The microphone is based on two transistor cascades. The developed device allows to realize the following tasks: acoustic motion detection; remote observation of animals without interference with their ecosystem; studying the properties of the amplifier of sound on laboratory lessons in the discipline "Schematics".

Keywords: directional microphone, parabolic reflector, sensitivity, sound, amplifier, detector.

Вступ

Задача розробки направленного мікрофону з достатньою чутливістю до тихих звуків на великій відстані є актуальною технічною задачею [1]. Під поняттям великої відстані розуміється, що об'єкт спостереження знаходиться в діапазоні від 10 – 15 м до 100 м прямої видимості. На чутливість мікрофону будуть впливати умови навколишнього середовища, зокрема зашумленість, а також погодні умови. Спочатку пристрій розроблювався і модернізувався для спостереження за птахами та тваринами для їх виявлення в дикій природі. Після практичної реалізації експериментального зразка, він виявився цікавим і корисним для досліджень властивостей підсилювача звуку на лабораторній роботі з дисципліни «Схемотехніка».

Результати дослідження

Направлений мікрофон з чутливим підсилювачем - це пристрій, що побудований за типом каскадних схем. Електрична схема направленного мікрофону з параболічним рефлектором представлена на рис. 1 [1].

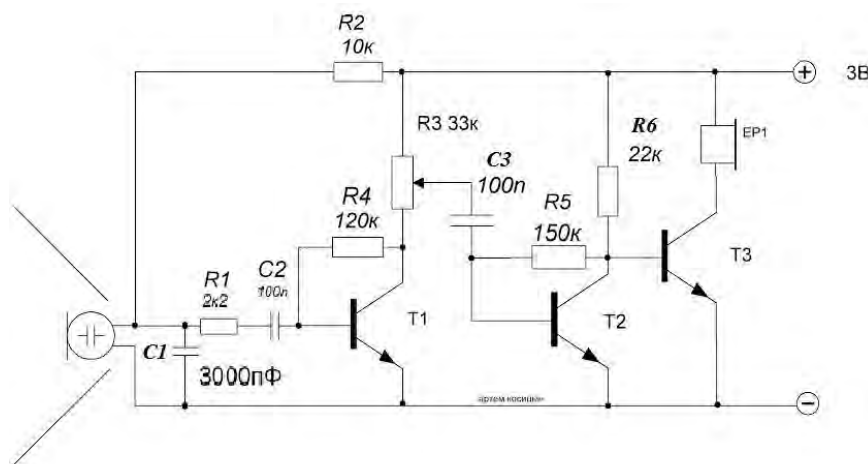


Рис. 1. Електрична схема розробленого направленного мікрофону з параболічним рефлектором

Перший каскад підсилювача (рис. 1) зібраний на транзисторі КТ3102Е (Т1 на схемі рис. 1). Такий транзистор зазвичай використовують для схем, які потребують найменшого шуму від самих елементів підсилення. Типу флуктуаційного шуму. Замість нього можуть бути використані аналоги - 2SC2240gr, 2SC3199gr. Проте переваги КТ3102Е у дешевизні та доступності. Він має підсилення за струмом 400...1000 в схемах із загальним емітером в режимі малого сигналу, і значення шуму не більше 4дБ. В каскадній схемі також використовуються транзистори BC547В (Т2 на схемі рис. 1) з коефіцієнтом підсилення 200 - 450 або їх можна замінити на будь-які інші з великим підсиленням за струмом [2].

Підсилювач мікрофону в свою чергу складається з двох основних підсилювачів. Перший блок, або ж основний підсилювач - це сам мікрофон з параболічним рефлектором, що за типом схожий на супутникову антену. Без рефлектора схема не буде працювати як направлений мікрофон, тобто вона працюватиме, але дальність і якість її сигналу будуть не задовільними. Другий блок - це підсилювальний каскад з транзисторів і електричного кола навколо них, в якому є ланка для забезпечення під'єднання навушників з низьким опором. Також схема має блок - компресор, і фільтр низьких частот.

В другому блоці розробленого мікрофону відбувається попереднє підсилення і основне підсилення. За допомогою транзистора Т1(рис. 1) зібрано попередній підсилювач, за схемою спільного емітера. Конденсатор С1 і резистор R1 - це фільтр низьких частот для кращого розрізнення звуку, що потрапляє у мікрофон. Потім на транзисторах Т2 і Т3 відбувається основне підсилення з можливістю зменшення амплітуди вхідного сигналу за допомогою потенціометра R3 [2].

Блок який можна додати в схему - так званий компресор, або автоматичне регулювання гучності. Потрібна ця додаткова електрична ланка у схемі для захисту - якщо мікрофон зловив гучний сигнал, то не буде сильного «удару» на вуха того, хто слухає. Компресор включає в себе два діоди, ввімкнені послідовно і електролітичний конденсатор. Діоди потрібні для зменшення амплітуди сигналу, а конденсатор служить як буфер, що накопичує енергію, тобто робить затримку сигналу.

Останній блок схеми - це навантаження. Воно може виконуватись відносно високоомними навушниками (50 - 60 Ом) для нормального звучання, або ж просто подається напряму до підсилювача звуку, який має більшу потужність, для виводу звуку на колонки, або ж на записуючий пристрій.

Рефлектор зроблений із підручних матеріалів. В даному випадку, із горловини пластикової пляшки, об'ємом 5 літрів. Мікрофон можна відвести від параболу по центру і зловити "пучність". Рефлектор буде відбивати звук, за типом супутникової антени. Мікрофон можна залишити майже в самому центрі рефлектора. Все залежить від амплітуди звуку.

Велика перевага розробленого пристрою - це економне живлення, що складає від 1,5 до 5В. Найдоступнішим варіантом буде використання двох сольових батарейок, або ж усіх засобів живлення, які мають оптимальну напругу 3В.

Висновки

В роботі представлено практичну реалізацію простого, дешевого і ефективного направленного мікрофону з параболічним рефлектором. Було розроблено друковану плату пристрою і після монтажу на неї дискретних елементів, отримано робочий експериментальний зразок. Дальність дії мікрофону може досягати 100 м.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Радіочастотне кодування [Електронний ресурс] / Pidruchniki.com // Режим доступу: http://pidruchniki.com/81359/tehnika/radiochastotne_koduvannya. - Назва з титул. екрану.
2. Бенда Д. Поиск неисправностей в электрических схемах. Пер. с нем./ Д. Бенда. - СПб.: БХВ-Петербург, 2010. - 256 с: ил. - (Электроника). - ISBN 978-5-9775-0359-4.

Барабан Сергій Володимирович — канд. техн. наук, старший викладач кафедр радіотехніки та комп'ютерних наук, Вінницький національний технічний університет

Baraban Serhii V. — PhD, senior lecturer at Department of Radioengineering and Department of Computer Science, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email : baraban.s.v@vntu.edu.ua

Іванюк Олександр Вікторович — студент групи РТ-17мс денного відділення кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет

Ivaniuk Oleksandr V. — student RT-17 ms group, Department of Radioengineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email : 380939639903@ukr.net

БАГАТОКАНАЛЬНА СИСТЕМА ВІДТВОРЕННЯ ЗВУКУ З БЕЗДРОТОВИМ КЕРУВАННЯМ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

У даній роботі запропоновано концепцію системи високоякісного звуковідтворення з можливістю масштабування та безпроводним керуванням.

Ключові слова: трансмісійна лінія, хвилевід, Hornresp, звук, Bluetooth, фізіологія бінаурального слуху.

Abstract

The concept of high-quality sound reproduction system with possibility of scaling and wireless control is offered.

Keywords: transmission line, waveguide, Hornresp, sound, Bluetooth, physiology of binaural hearing.

Вступ

В наш час музика стала невід'ємною складовою нашого життя, вона лунає звідусіль починаючи від малопотужних вакуумних навушників і до потужних лінійних масивів на концертах. В більшості з нас в побуті мають місце малогабаритні системи з принципом розподілення 2.1 котре пом'якшує вимоги до гучномовців та дозволяє підвищити якість відтворення. Системи подібного типу отримали життя через бінауральні властивості нашого слухового апарату котрі вказують на те, що ми перестаємо відчувати стереоефект на частотах до 150 Гц [1-4].

Метою роботи є розробка концепту високоефективної системи тракту звуковідтворення складових музичного сигналу в повному діапазоні звукових частот зі збереженням високої якості відтворення.

Результати дослідження

В даному випадку розглядаємо систему, яка може якісно озвучити приміщення площею 70 м² та об'ємом близько 240 м³. Для моделювання використаємо програму REW [5], в котру введемо початкові дані (рис. 1).

Room	
Units:	metres
Length:	10,00 m
Width:	7,00 m
Height:	3,40 m
Room Volume:	238,0 m ³
☒ Room is sealed	
Restore Default Settings	
Surface Absorptions	
Front	0,10
Back	0,10
Left	0,10
Right	0,10
Ceiling	0,10
Floor	0,05

Рис. 1. Вікно введення параметрів приміщення

Sources	LF -3dB (Hz)	Enclosure	Invert	From Main	Time Align	Delay (ms)	Gain (dB)
☒ Sub1	20	Ported	☐	5,94 m, 17,3 ms	0,9 ms	30	3
☒ Sub2	20	Ported	☐	6,00 m, 17,5 ms	0,0 ms	30	3
☐ Sub3							
☐ Sub4							
☒ Left	120	Sealed		5,77 m, 16,8 ms	1,3 ms	0	0
☒ Right	120	Sealed		5,83 m, 17,0 ms	1,1 ms	0	0

Рис. 2. Вікно введення параметрів акустичних систем комплексу

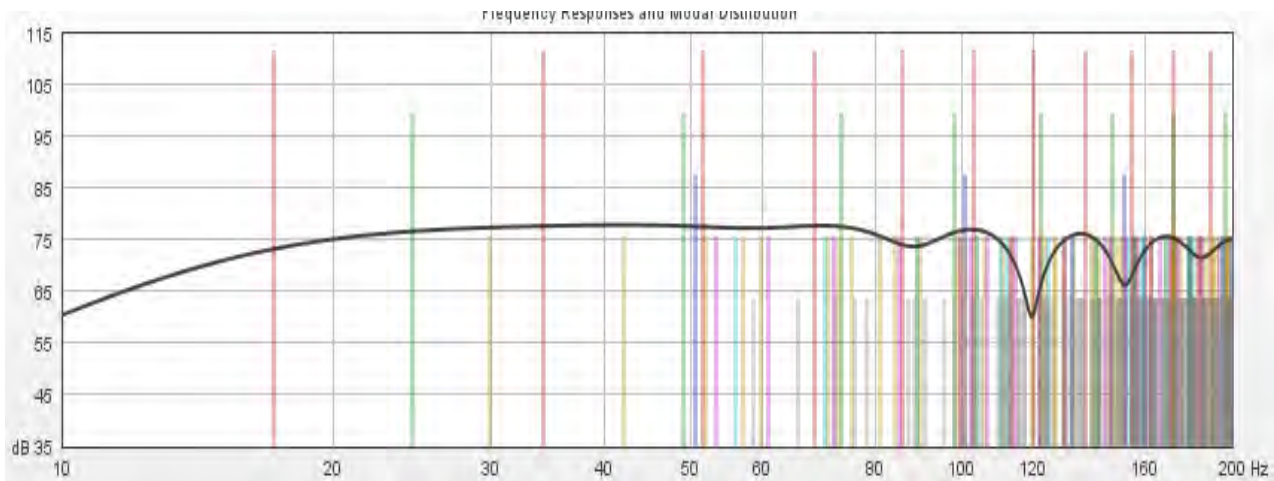


Рис. 3. Результуюча ідеалізована АЧХ в точці прослуховування (по центру кімнати)

З рис. 3 випливає, що дане розташування елементів звуковідтворення є оптимальним для отримання лінійної амплітудно-частотної характеристики. Але для забезпечення ідеалізованої АЧХ на низьких частотах необхідно й щоб сама система мала частотний відгук близький до ідеального, тому в якості експериментального зразку було обрано вид акустичного оформлення (АО) типу трансмісійна лінія [6], який є мало розповсюдженим, суть його роботи полягає в тому, що на відміну від фазоінверторних чи систем типу закритий ящик оформлень де отримуємо дві системи з певними жорсткостями та поєднаними масами на виході маємо хвилевід на одній стороні якого збуджувач, а на іншій вихід у вигляді порту, тобто в даному випадку збуджувач замість того щоб розріджувати та зріджувати повітря - “розкачує хвилю”. Спрощена математична модель має наступний вигляд [7]:

$$S_0 = \frac{\rho c S_d^2 D_z D_R R_e}{B^2 l^2} \quad (1)$$

Після ознайомлення з теорією та розумінням процесів які відбуваються в хвилеводі, використаємо програму HornResp [8], ввівши початкові дані збуджувача, тобто параметри Тіля-Смола [9-12] та геометричні розміри хвилеводу, отримаємо наступні показники:

Ang	0,5 x Pi	Eg	2,83	Rg	0,00	Fta	0,43
S1	1200,00	S2	1412,00	Con	220,00	F12	0,00
S2	0,00	S3	0,00	L23	0,00	F23	0,00
S3	0,00	S4	0,00	L34	0,00	F34	0,00
S4	0,00	S5	0,00	L45	0,00	F45	0,00

Sd	880,00	Cms	2,00E-04	Mmd	56,80	Re	6,70
Bl	23,00	Rms	0,86	Le	1,00	Nd	1
Vrc	0,00	Fr	0,00	Vtc	0,00		
Lrc	0,00	Tal	0,00	Atc	0,00		

Рис. 4. Вікно введення початкових значень необхідних для розрахунку

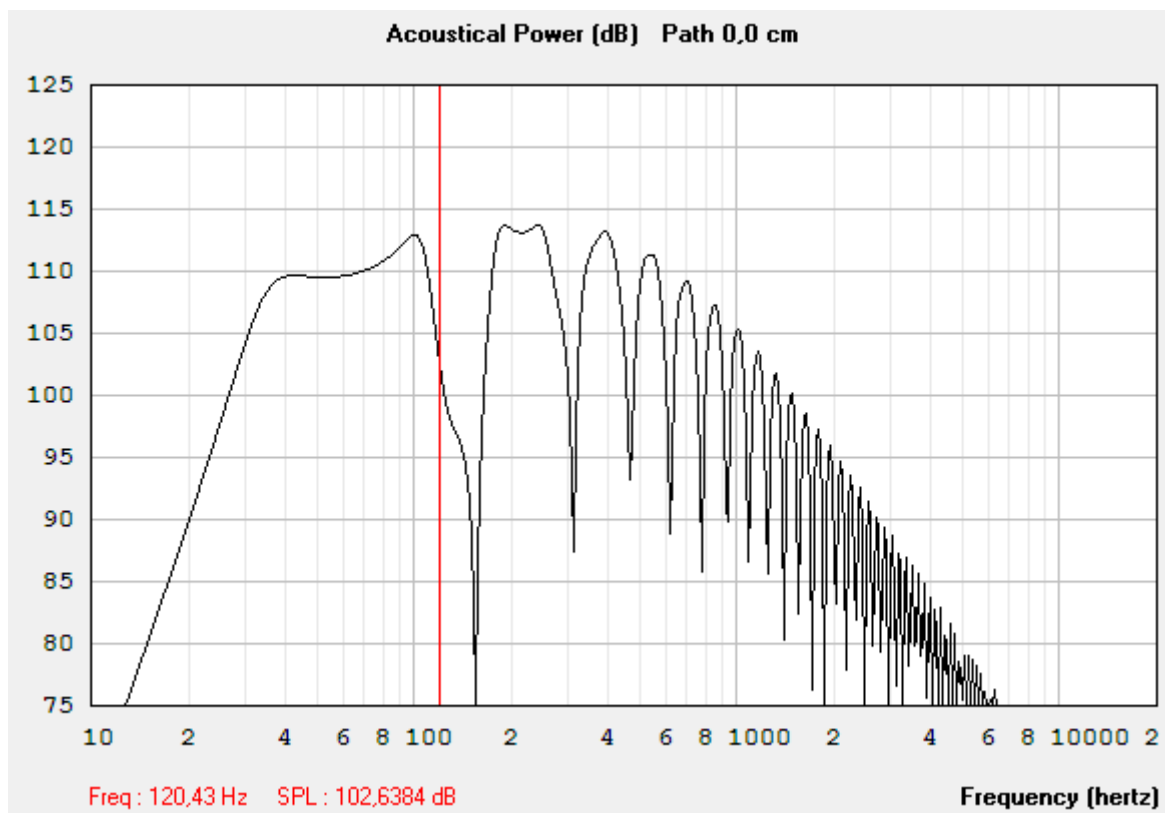


Рис. 5. АЧХ рівня тиску хвильоводу при подачі потужності в 1 Вт

На рис. 5 представлена АЧХ хвильоводу та граничні частоти відтворення з рівнем 105 Дб / 1 Вт (2.83 В/8 Ом).

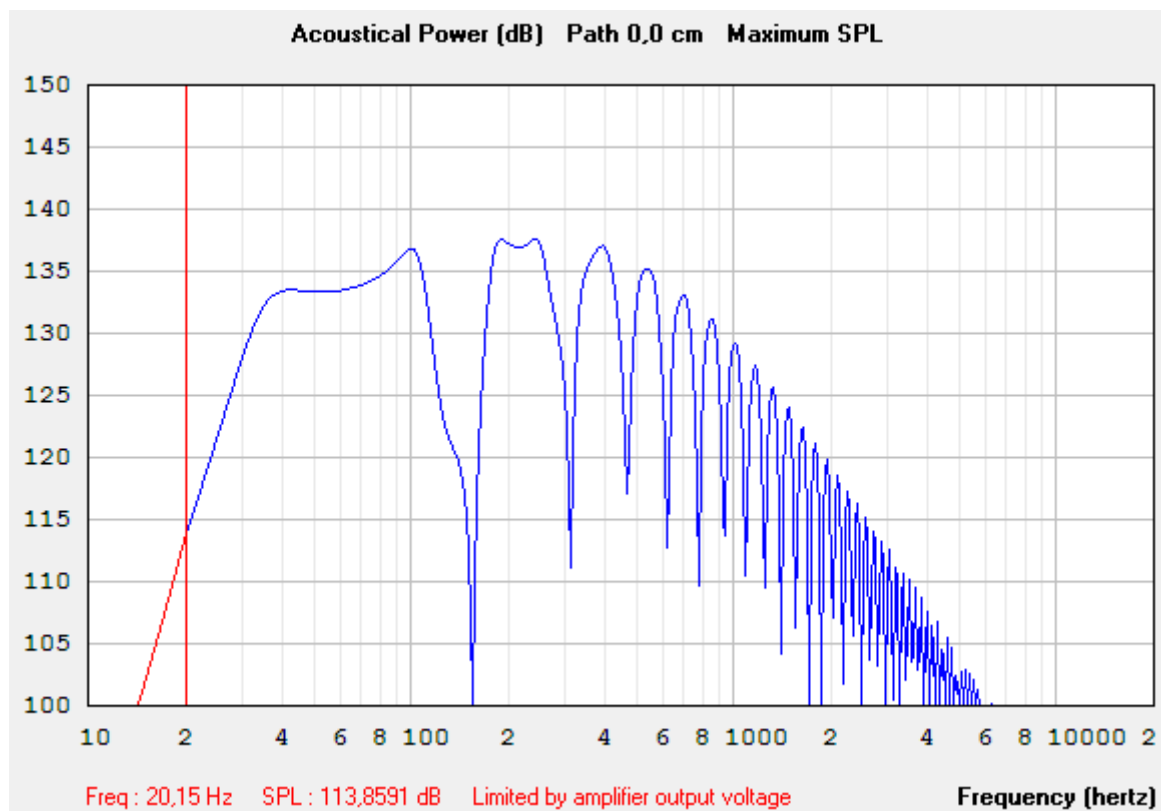


Рис. 6. АЧХ рівня тиску хвильоводу при подачі потужності 300 Вт

На рис. 6 представлено розраховану АЧХ хвильоводу на граничних частотах відтворення з рівнем акустичного тиску 115 Дб / 300 Вт (50 В/8 Ом) при роботі на номінальній потужності.

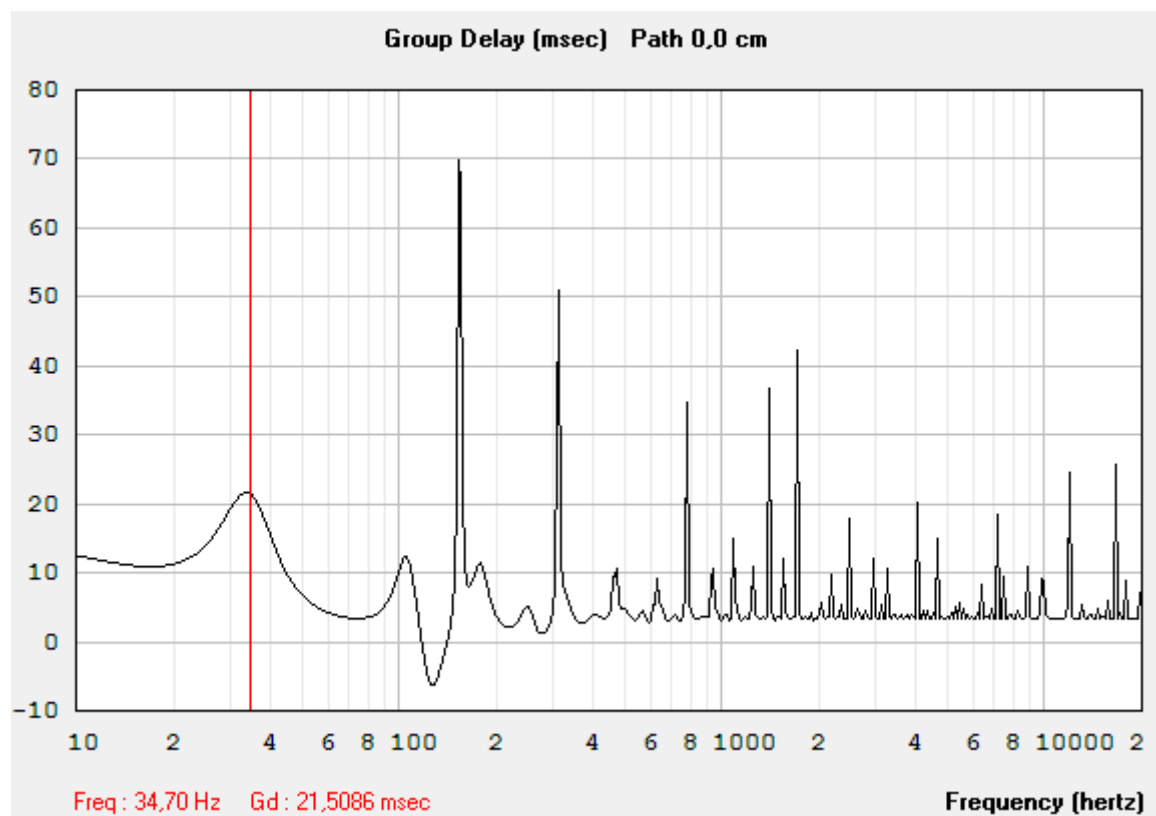


Рис. 7. Груповий час затримки для хвильоводу

Висновки

Запропонований підхід дозволяє отримати звуковідтворювальний комплекс з високою ефективністю роботи та якістю звучання при максимальній простоті з урахуванням особливостей приміщення та потреб слухачів за відносно малих розмірів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. K. Maezawa, S. Fujino, T. Yamaoka, M. Mori, "Delta-sigma modulation microphone sensors using microwave cavity resonator," *Electronics Letters*, vol. 52, iss. 20, 2016, pp. 1651 - 1652, DOI: 10.1049/el.2016.2538.
2. Sarabjeet Singh, *Acoustic Performance Optimisation of Helmholtz Resonators: Cost Functions to Optimise Adaptive Helmholtz Resonators*, VDM Verlag Dr. Müller, 200 p., 2010, ISBN: 978-3639215144.
3. Marshall Long, *Architectural Acoustics*, 2nd ed., Academic Press, 984 p., 2014. ISBN: 978-0123982582.
4. Гаврілов Д.В., Кофанов В. Л., Осадчук О.В. *Проектування цифрових пристроїв на основі САПР Quartus II: Практикум*. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2009. – 164 с.
5. <https://www.roomeqwizard.com>
6. <https://baseacoustica.ru/akustika/4-materialy-korpusov/4-akusticheskoe-oformlenie.html>
7. <http://www.quarter-wave.com/>
8. <http://www.hornresp.net/>
9. Thiele, A.N., "Loudspeakers in Vented Boxes, Parts I and II", *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 19, pp. 382–392 (May 1971); pp. 471–483 (June 1971).
10. Small, R.H., "Direct-Radiator Loudspeaker System Analysis", *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 20, pp. 383–395 (June 1972).
11. Small, R.H., "Closed-Box Loudspeaker Systems", *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 20, pp. 798–808 (Dec. 1972); vol. 21, pp. 11–18 (Jan./Feb. 1973).
12. Small, R.H., "Vented-Box Loudspeaker Systems", *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 21, pp. 363–372 (June 1973); pp. 438–444 (July/Aug. 1973); pp. 549–554 (Sept. 1973); pp. 635–639 (Oct. 1973).

Гаврілов Дмитро Володимирович — канд. техн. наук, доцент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: havrilov@vntu.edu.ua

Лістратенко Микола Олександрович — студент групи РТ-17мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: koly2011@meta.ua

Havrilov Dmytro — Cand. Sc. (Eng), Associate Professor of the Department of Radio-Frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: havrilov@vntu.edu.ua

Listratenko Mykola — student of the faculty of infocommunications, radioelectronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: koly2011@meta.ua

РОЗРОБКА ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЗАСОБУ НЕ-РУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ СТРУКТУРНО-ЧУТЛИВИХ ПАРАМЕТРІВ ТВЕРДИХ МАТЕРІАЛІВ

¹ Вінницький національний технічний університет;

Анотація

Розроблено спеціалізоване програмне забезпечення для засобу неруйнівного контролю, яке дозволяє реалізувати наступні задачі: відбраковувати зразки твердих матеріалів, що не відповідають технічним умовам; робити висновок про придатність або непридатність партії твердих матеріалів, що потрапили для виробництва приладів; може бути використаним в якості одного з критеріїв оптимального вибору постачальників твердих матеріалів.

Ключові слова: неруйнівний контроль, тверді матеріали, засіб неруйнівного контролю, програмне забезпечення, інформаційні технології.

Abstract

The specialized software for the non-destructive device testing has been developed, which allows to realize the following tasks: to reject samples of solid materials that do not meet the specifications; to draw a conclusion on the suitability or unsuitability of a batch of solid materials that have been exposed to the production of the devices; can be used as one of the criteria for the optimal choice of suppliers of solid materials.

Keywords: non-destructive control, solid materials, non-destructive testing, software, information technology.

Вступ

Задача розробки інформаційно-вимірювальних засобів неруйнівного контролю потребує комплексного підходу – від реалізації апаратної частини (автоматизованого вимірювального обладнання) до розробки комплексу програм користувача та інтегрованої оболонки, що призначена для узгодження апаратної і програмної частин комплексу та керування ними. Наявність останньої особливо актуально для реалізації концепції відкритого інформаційного засобу, що дозволяє оперативно реконфігурувати його в процесі експлуатації для забезпечення нових можливостей як за рахунок використання стандартного програмного забезпечення інших фірм, так і розробки власних програмних модулів. Крім того, такі засоби повинні забезпечувати зручний інтерфейс для здійснення можливості роботи з ними персоналу, який не обов'язково володіє професійною підготовкою в галузі інформаційних технологій.

Результати дослідження

Використання інформаційних технологій при неруйнівному контролі підприємства не тільки дозволяє підвищити ефективність контролю, але й забезпечити додаткові можливості по ефективному керуванню підприємством.

Неруйнівний контроль завжди відносився до числа першочергових заходів, які слугують для забезпечення необхідної якості готових виробів. Проте в сучасних умовах необхідно змінювати сам підхід до реалізації контролю. Тепер вже недостатньо виконання простого відбракування комплектуючих виробів за принципом «придатний – не придатний». Одним з ключових елементів організації неруйнівного контролю є ввімкнення в нього елементів діагностики, що дозволяють виявляти потенційно ненадійні вироби. Проте для проведення ефективної діагностики необхідно проводити обробку більшої кількості даних, які накопичуються за деякий проміжок часу. Введення елементів діагностики при неруйнівному контролі потребує введення спеціалізованої інформаційної системи при організації неруйнівного контролю підприємства. Така інформаційна система в загальному випадку повинна включати наступні складові елементи: базу даних, яка б забезпечувала накопичення даних, отриманих при випробуваннях дослідних зразків на входному контролі; спеціалізоване вимірювальне обладнання, що містить інтерфейс з персональним комп'ютером для забезпечення взаємодії з базою даних; комплекс програмних засобів, що забезпечують керування вимірювальним обладнанням, об-

мін даними з зовнішніми пристроями, а також візуалізацію, математичну обробку і документування інформації, отриманої в результаті вимірювань і накопленої в базі даних.

Розробка такого роду інформаційних систем представляє собою непросту задачу. Складність її обумовлена як необхідністю керування різнорідними і різноформатними даними, так і тим, що вимірювальне обладнання, яке забезпечує можливість взаємодії з сучасною обчислювальною технікою, практично відсутнє на українських підприємствах, а вартість такого обладнання, що випускається зарубіжними виробниками, занадто висока.

На рис. 1 зображено вікно розробленого інформаційного додатку для засобу неруйнівного контролю, на якому представлено результат досліджень – отриману термограму частотним методом з використанням розроблених частотних вимірювальних перетворювачів з від’ємним опором[1].

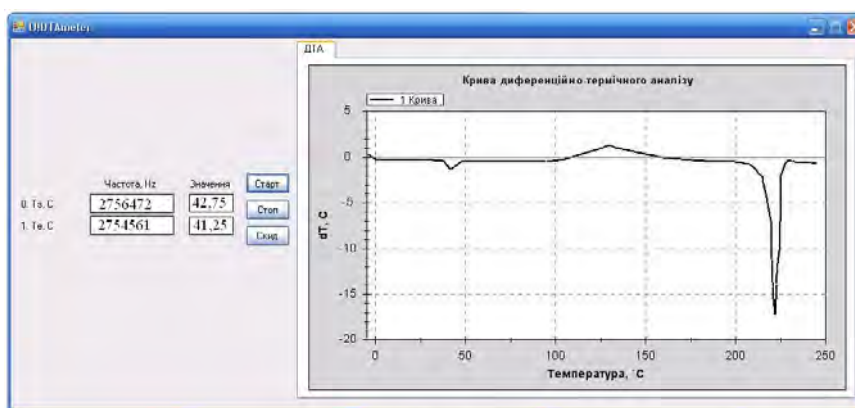


Рис. 1. Вікно розробленого спеціального програмного забезпечення засобу неруйнівного контролю структурно-чутливих параметрів твердих матеріалів

Програмне забезпечення розробленого мікропроцесорного засобу контролю[2] виконує функцію керування вимірювальним комплексом і містить чотири групи програм: програми для керування блоками вимірювального комплексу під час проведення вимірювань, а також для виконання первинної обробки результатів вимірювання і передачу їх на ПК; програми, які керують мікропроцесором, а також виконують додаткову математичну обробку отриманих результатів вимірювання з ціллю підвищення вірогідності контролю (обрахунок критерію Фішера, t-критерію) і заносять отримані результати в базу даних; програми, призначені для роботи з результатами вимірювань, що зберігаються в базі даних, включаючи візуалізацію, статистичну обробку і документування; програмне середовище, що інтегрує різнорідні апаратні і програмні засоби в єдине інформаційне середовище.

Перші дві групи програм спеціалізованого програмного забезпечення призначені для виконання на мікропроцесорі, що входить в склад системи, дві наступні групи програм працюють під керуванням ПК.

Висновки

В роботі розроблено спеціалізоване програмне забезпечення, що реалізовує алгоритм роботи засобу неруйнівного контролю структурно-чутливих параметрів твердих матеріалів, при цьому включає в себе ініціалізацію, вимірювання, контроль одного зразка твердого матеріалу, контроль партії твердих матеріалів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Осадчук В. С. Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом [Текст] : монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Н. С. Кравчук. — Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. — 162 с.
2. Осадчук В. С. Радіовимірювальні перетворювачі на основі транзисторних структур з від’ємним опором для неруйнівного теплового контролю [Текст] : монографія / В. С. Осадчук, О.В. Осадчук, С. В. Барабан. — Вінниця : ВНТУ, 2015. — 212 с. - ISBN 978-966-641-599-1.

Барабан Сергій Володимирович — канд. техн. наук, старший викладач кафедр радіотехніки та комп’ютерних наук, Вінницький національний технічний університет

Baraban Serhii V. — PhD, senior lecturer at Department of Radioengineering and Department of Computer Science, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email : baraban.s.v@vntu.edu.ua

РАДІОЧАСТОТНИЙ ЗЧИТУВАЧ НА МІКРОКОНТРОЛЕРІ ATtiny13

¹ Вінницький національний технічний університет

Анотація

Запропоновано схемотехнічне рішення даного пристрою, яке дозволило підвищити рівень безпеки при використанні радіочастотного зчитувача.

Ключові слова : радіочастотна ідентифікація, транспондер, епітична крива, мікроконтролер.

Abstract

A schematic solution of this device was proposed that allowed to increase the level of safety when using the radio frequency reader.

Keywords: radio frequency identification, transponder, epithelial curve, microcontroller.

Вступ

Останніми роками набули широкої популярності різні проекти на основі ключів з радіочастотною ідентифікацією (Radio Frequency IDentification або RFID), що застосовуються в різноманітних системах безпеки, охорони та доступу. На багатьох підприємствах такі системи, доповнені спеціалізованим програмним забезпеченням, застосовуються для фіксування робочого часу, обліку тощо.

Будь-яка RFID-система складається з зчитуючого пристрою (зчитувач або рідер) і транспондера (RFID-мітка). Широке розповсюдження технології RFID пояснюється такими її перевагами, як відносно великий обсяг даних (наприклад, в порівнянні зі штрих-кодом), що зберігаються на мітці; відсутність потреби прямої видимості; можливість змінювати інформацію на мітці; унікальний ідентифікатор, що гарантує високий ступінь захисту тощо. Але використання RFID-міток пов'язано також і з такими негативними явищами, як: покупець може навіть не знати про наявність RFID-мітки або не може її видалити; дані з мітки можуть бути зчитані дистанційно без відома власника; проблема стандартів. Остання проблема на сьогодні є чи не найболючішою. Хоча процес вдосконалення стандартів не закінчився, у багатьох фірм простежується тенденція приховувати від публіки частину команд міток за своїми стандартами. І потім, ввівши певну секретну команду, працівники фірми можуть зчитати з мітки шифровану інформацію [1].

Метою роботи є підвищення ступеню безпеки при використанні радіочастотного зчитувача.

Результати дослідження

Вище розглянуто основні проблеми у безпеці NFC пристроїв. Розглянемо основні методи протиставлення загрозам.

Підслуховування

Так як NFC технологія сама не може захистити себе від підслуховування. Відмітимо, що, в пасивному режимі, передачу даних значно важче підслухати, але використання тільки пасивного режиму недостатньо для більшості програм, що передають конфіденційні дані.

Рішенням проти підслуховування є створення захищеного каналу, який не дасть можливості підслуховувати сторонніми пристроями

Пошкодження даних

NFC пристрої можуть протистояти такій атаці, оскільки вони можуть РЧ поля перевірити, в той час коли йде передача даних. Якщо пристрій NFC зробить це, він виявить атаку. Адже,

потужність, яка необхідна, для пошкодження даних значно більша, ніж потужність, яка може бути виявлена за допомогою NFC пристрою.

«NFC» або «Near Field Communication» («зв'язок на малих відстанях») — технологія високочастотного зв'язку (бездротового) малого радіусу дії. Дана технологія дає можливість обміну між пристроями даними, насамперед безконтактними платіжними терміналами та смартфонами, що знаходяться на відстані до 10 см.

Захищений канал для NFC

Створення такого каналу між пристроями NFC, звичайно, є найкращим підходом до захисту від будь-яких загроз.

Стандартний протокол узгодження ключа, на основі RSA як Diffie-Hellmann або еліптичні криві, для створення загального секретного ключа між двома пристроями, можуть бути застосовані. Оскільки, такий секретний ключ може бути використано для отримання симетричного ключа такого, як AES або 3DES. Його потім можна використати для забезпечення безпечного каналу [2].

Відповідно до визначених задач розроблено структурну схему пристрою, яку показано на рис.

1.

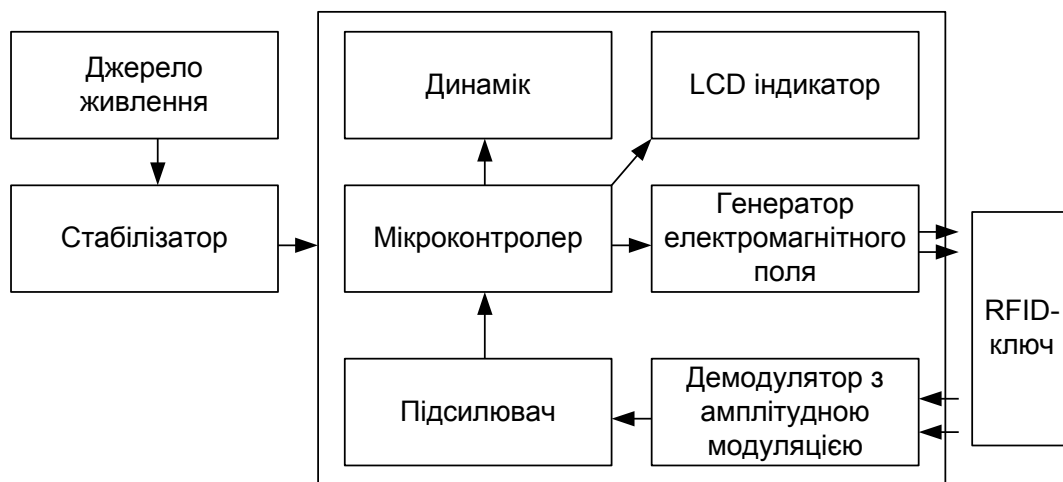


Рисунок 1 - Структурна схема радіочастотного зчитувача

До розробленої структурної схеми входять наступні елементи:

- блок живлення для забезпечення живленням усіх елементів радіочастотного зчитувача;
- стабілізатор для стабілізуванню вхідної напруги на необхідному рівні;
- мікроконтролер – генерує прямокутні імпульси необхідної частоти, які після подальшої обробки утворюють сигнал опитування RFID-ключа; приймає підсилений демодульований сигнал від RFID-ключа; аналізує прийнятий сигнал та видає відповідні повідомлення на LCD індикатор та динамік; забезпечує загальне керування процесом радіочастотного обміну інформацією;
- генератор електромагнітного поля формує вихідний сигнал для опитування та живлення RFID-ключа;
- демодулятор з амплітудною модуляцією для прийому та демодуляції сигналу від RFID-ключа;
- підсилювач для підсилення прийнятого сигналу до необхідного рівня;
- LCD індикатор для відображення результатів процесу радіочастотної ідентифікації;
- динамік видає сигнал про успішну або неуспішну ідентифікацію [3].

Висновки

Розглянуто можливі загрози використання пристроїв та систем RFID-технології, а також надано рекомендації щодо боротьби з ними. Наведено конкретні приклади реалізації RFID-модулів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. "Information technology - Telecommunications and information exchange between systems — Near Field Communication — Interface and Protocol (NFCIP-1)", ISO/IEC 18092, First Edition, 2004-04-01. -76с.
2. Технология NFC – связь на близком расстоянии [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.russianelectronics.ru>. – ISSN 1813 - 8586.
3. Near Field Communication Technology Standards [Електронний ресурс]. – Режим доступу : <http://www.nearfieldcommunication.org>. – ISSN 2071 – 7342.

Жагловська Олена Миколаївна - старший викладач кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Магденко Владислав Іванович – студент групи МНТ-18м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: vlad.mag97@gmail.com.

Ghaglovska Olena M. - senior lecturer of Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsa National Technical University, Vinnytsia.

Mahdenko Vladyslav I. - student group ME-14b, faculty of infocommunication, radio electronics and nanosystems, Vinnitsa National Technical University, Vinnitsa, e-mail: vlad.mag97@gmail.com.

АПАРАТНА РЕАЛІЗАЦІЯ SHA АЛГОРИТМІВ НА РІЗНИХ FPGA ТА ПОРІВНЯННЯ ШВИДКОДІЇ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

У цій роботі представлено порівняння алгоритму поточного стандарту SHA-2 та кандидату SHA-3 Blake з точки зору апаратної ефективності в сучасних Intel FPGA. Алгоритм реалізований з використанням декількох платформ, які засновані на концепціях згортання, розгортання і конвеєрної обробки. Досліджується відношення швидкодії і пропускну здатності до кінцевого об'єму у матриці. Реалізації алгоритму порівнюються на основі їх загальної продуктивності і ідентифікуються характерні особливості кожної з них, що є важливим з точки зору створення апаратної структури.

Ключові слова: SHA; FPGA; Altera; Intel; Quartus; згортання; розгортання; конвеєрна обробка; хешування.

Abstract

This paper presents a comparison of the current SHA-2 standard algorithm and SHA-3 candidate Blake in terms of hardware efficiency in modern Intel FPGA. The algorithm is implemented with the use of several platforms, which are based on the concepts of folding, unrolling and pipelining. The relation of speed and bandwidth to the finite volume in a matrix is studied. Implementations of the algorithm are compared on the basis of their overall performance and identify the specific features of each of them, which is important for implementation in hardware structure.

Keywords: SHA; FPGA; Altera; Intel; Quartus; folding; unrolling; pipelining; hash.

Вступ

Відкриті конкурси вибору вдосконаленого стандарту шифрування (Advanced Encryption Standard – AES), стали методом відбору криптографічних стандартів у всьому світі. Чотири критерії, які беруться до уваги при оцінці кандидатів в таких конкурсах: безпека, програмна продуктивність, апаратна продуктивність і гнучкість. Хоча безпека зазвичай визнається в якості найбільш важливого критерію оцінки, це міра, яку найскладніше оцінити протягом відносно короткого періоду часу, відведеного для більшості конкурсів. Наступною є оцінка продуктивності в програмному і апаратному забезпеченні.

Дана робота буде сконцентрована на порівнянні продуктивності апаратних засобів одного з SHA-3 кандидатів у конкурсі, організованого Державним інститутом стандартів і технологій (National Institute of Standards and Technology – NIST). Особливістю підходу є дослідження декількох апаратних реалізацій архітектур алгоритмів, з наступним аналізом продуктивності з точки зору компромісу між пропускну здатністю з швидкодією та використанням апаратного ресурсу кандидату в SHA-3 та поточного стандарту SHA-2. Дослідження проводиться з використанням двох апаратних платформ FPGA: Stratix III і Stratix IV від Intel (Altera) [1 – 3].

Результати дослідження

Відомо безліч атак протоколу SHA-1, одна з них це атака, що застосовувалась для знаходження колізії хешів [4]. NIST вирішив розробити новий стандарт хешування, який буде більш надійним і заслуговуючим довіру алгоритмом хешування. Щоб домогтися цього переходу, NIST провів відкритий конкурс, започаткований в першому кварталі 2007 року [5, 6].

Через два роки після оголошення, 64 кандидата представили свої алгоритми хешування, 51 з них були допущені NIST до участі в першому турі. Критерії NIST, використані для оцінки кандидатів першого раунду, були: безпека, вартість, продуктивність і алгоритми реалізації програмного забезпечення. На цьому етапі продуктивність апаратних реалізацій не розглядалася.

У другому кварталі 2009 року NIST організувала конференцію для оголошення 14 кандидатів, які пройшли у другий тур. Потім у другому кварталі 2010 року NIST провів другу конференцію по оголошенню переможців, які пройшли в третій тур. Третій тур є останнім туром для цього конкурсу з 5 кандидатами. Критерії, використані для оцінки кандидатів усіх раундів, були однаковими. Але в

третьому раунді було додано критерій пов'язаний з апаратною реалізацією, тому останні 5 кандидатів були реалізовані апаратно [5, 6].

Основні параметри SHA-2 та кандидату SHA-3 показано в табл. 1 [1].

Таблиця 1 – Основні параметри 256-бітових і 512-бітових варіантів кандидату SHA-3 Blake і стандарту SHA-2

Алгоритм	256-біт			512-біт		
	Розмір блоку, байт	Розмір стану, байт	Кількість раундів, r	Розмір блоку, байт	Розмір стану, байт	Кількість раундів, r
Blake	512	512	14	1024	1024	16
SHA-2	512	256	64	1024	512	80

На рис. 1 показана детальна структура FPGA системи, для оцінки продуктивності апаратної реалізації. Криптографічна схема на FPGA складається з інтерфейсного блоку, який курує введенням і виведенням, і основного функціонального блоку, який виконує процес хешування. Деяким кандидатам SHA-3, необхідно зберігати вхідне повідомлення в процесі хешування, для цього використовується регістр повідомлення [7].

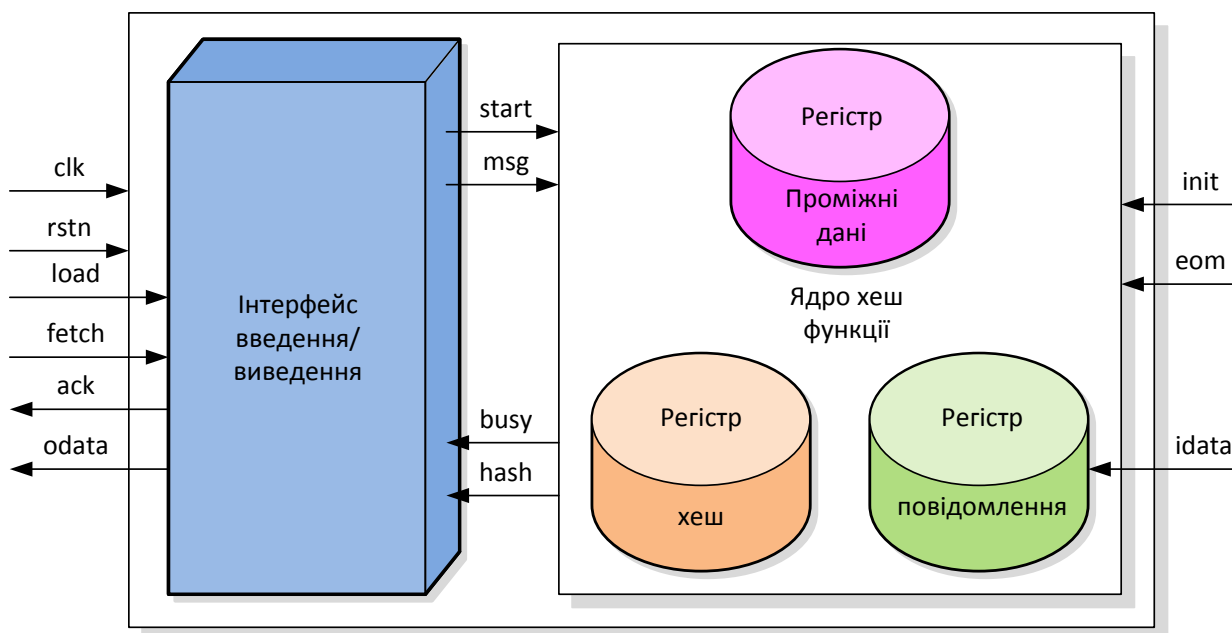


Рис. 1. Структура FPGA системи, для оцінки продуктивності апаратної реалізації

Серед фіналістів кандидатом, який може отримати значну користь від горизонтальної згортки, є Blake. Раунд Blake складається з двох горизонтальних шарів однакових функцій G, розділених тільки перестановкою. Реалізуючи тільки один шар у комбінаційній логіці, можна легко досягти горизонтальної згортки у два рази. Додатково, кожна функція G має симетричну структуру вздовж горизонтальної осі і може бути легко згорнута горизонтально з коефіцієнтом 2. В результаті досягається коефіцієнт згортання 4 для всього раунду. Принципи апаратних реалізацій хеш-функцій наведені на рис. 2 [1].

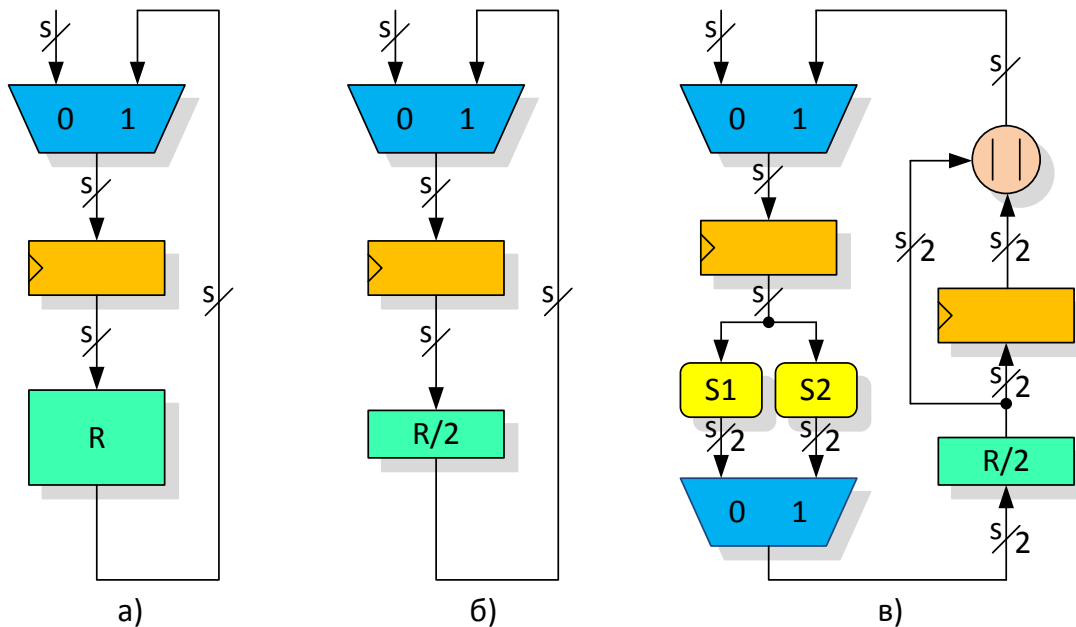


Рис. 2. Апаратні реалізації хеш-функції: а) основний ітеративний: $x1$, б) згорнутий горизонтально в 2 рази $/2(h)$, в) згорнутий вертикально в 2 рази $/2(v)$. R - раунд, S1, S2 - функції вибору

Практично у всіх відомих застосуваннях хеш-функцій, повідомлення, що обробляються є відносно короткими, зазвичай менше 1500 байт і декілька повідомлень (пакетів) є доступними для обробки блоків хешування одночасно. Наприклад, в найбільш розповсюджених протоколах безпеки Інтернету, таких як IPSec, SSL і WLAN (802.11), вхідні дані для хеш-блоків представляють собою пакети. Максимальний розмір пакета для Інтернету обмежений так званим максимальним блоком передачі (MTU). Типовий розмір MTU для Ethernet мереж становить 1500 байт. Максимальний блок для IPv4 ще менше і становить 576 байт.

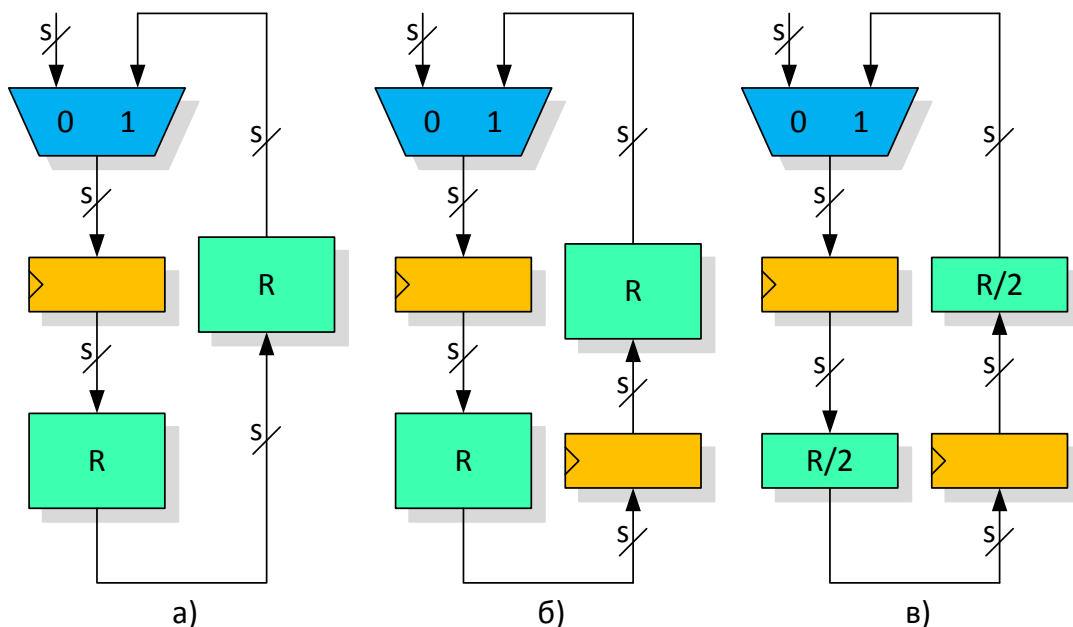


Рис. 3. Апаратні реалізації хеш-функції а) розгортаються з коефіцієнтом 2: $x2$, б) розгортаються з коефіцієнтом 2 з двома стадіями конвеєра: $x2$ -PPL2, в) базова ітеративна з 2 стадіями конвеєра: $x1$ -PPL2

В результаті, як показано на рис. 3, а, в стандартному Інтернет вузлі до 80% пакетів мають розмір 576 байт або менше, а всі пакети мають розмір 1500 байт або менше. Такі невеликі розміри блоків

даних означають, що сотні таких пакетів можуть бути легко буферизовані у вузлах обробки у вигляді черг пакетів (як показано на рис. 3, б), при цьому не буде внесено суттєвої затримки в загальний час проходження пакету від джерела до отримувача.

Порівняльні результати апаратно реалізації наведені в табл. 2 і 3 [1].

Таблиця 2 – Результати для 256-бітних варіантів кандидату SHA-3 і SHA-2, реалізованих з використанням досліджуваних архітектур і сімейств FPGA Stratix III і Stratix IV від Altera

Реалізація	Stratix III			Stratix IV		
	T	A	T/A	T	A	T/A
Blake						
/4(h)/4(v)	370	915	0.40	378	915	0.41
/4(h)	1708	3153	0.54	1747	3157	0.55
/2(h)	2151	3603	0.60	2302	3605	0.64
/2(h)-PPL2	3149	4571	0.69	3471	4570	0.76
x1	2195	4745	0.46	2305	4742	0.49
/2(h)-PPL4	4894	5080	0.96	5312	5049	1.05
x1-PPL2	4487	5420	0.83	4704	5431	0.87
x1-PPL4	7524	6273	1.20	8186	6278	1.30
SHA-256						
x1	1654	988	1.67	1744	988	1.77

Позначення: T - пропускна здатність, A - ефективність використання внутрішньої структури FPGA, T/A - відношення пропускної здатності до ефективності використання внутрішньої структури FPGA. Найкращі значення відношення пропускної здатності до ефективності використання внутрішньої структури FPGA і найкращі архітектури позначені жирним.

Для Blake дві кращі реалізації з точки зору відношення пропускної здатності до ефективності використання внутрішньої структури FPGA: x1-PPL4, тобто базова схема з 4-ма конвеєрами, а також /2(h)-PPL4, тобто архітектура з одночасною горизонтальною згорткою в 2 рази і 4-ма конвеєрами. Висока продуктивність першої пов'язана із симетричною структурою раунду, що дозволяє легко розділити канал передачі даних на дві добре збалансовані ступені конвеєра. Хороша продуктивність другої з цих реалізацій пов'язана зі значним зниженням складності функції BLAKE PERMUTE в результаті горизонтальної згортки на 2. Дві менш успішні архітектури включають x1-PPL2 і /2(h)-PPL2.

Для SHA-2 жоден з наведених методів не застосовується. Реалізація цієї функції достатня компактна, тому використання внутрішньої структури FPGA є ефективним. Кращим способом прискорити цю функцію - використовувати кілька незалежних блоків SHA-2, що працюють паралельно. Дану архітектуру позначимо через MUn, де n позначає кількість одиниць хешу.

Таблиця 3 – Результати для 512-бітних варіантів кандидату SHA-3 і SHA-2, реалізованих з використанням досліджуваних архітектур і сімейств FPGA Stratix III і Stratix IV від Altera

Реалізація	Stratix III			Stratix IV		
	T	A	T/A	T	A	T/A
Blake						
/4(h)/4(v)	485	1664	0.29	546	1675	0.33
/4(h)	2230	6137	0.36	2477	6161	0.40
/2(h)	2905	7127	0.41	3288	7128	0.46
/2(h)-PPL2	4033	8960	0.45	4780	8962	0.53
x1	2947	9251	0.32	3310	9268	0.36
/2(h)-PPL4	5535	9698	0.57	7521	9703	0.78
x1-PPL2	5549	10616	0.52	6222	10627	0.59
x1-PPL4	5647	12100	0.47	6379	12100	0.53
SHA-256						
x1	2146	2072	1.04	2399	2073	1.16

Приклад реалізації модуля тестової перевірки мовою Verilog у САПР Quartus Prime наведено на рис. 4 [8]

```

    blakeminer #(.comm_clk_frequency(comm_clk_frequency)) uut
    (
        .CLOCK_50(clk), .RXD(RxD), .TXD(TxD), .LED(led), .HEX0(h0), .HEX1(h1),
        .HEX2(h2), .HEX3(h3), .HEX4(h4), .HEX5(h5)
    );

    // TEST DATA (diff=1) NB target, nonce, data, midstate (shifted from the msb/left
end) - GENESIS BLOCK
    reg [415:0] data =
        416'h000007ff555555404053081c1fcc5552c44c33134e94e7889601c1de46f746e751d100c832a56
        9ef69ab9f4736b9db3e3e918f62;
    //const char golden_nonce[] = "000187a2";
    reg          serial_send = 0;
    wire         serial_busy;
    reg [31:0]    data_32 = 0;
    reg [31:0]    start_cycle = 0;

    serial_transmit #(.comm_clk_frequency(comm_clk_frequency), .baud_rate(baud_rate))
sertx (.clk(clk), .TXD(RxD), .send(serial_send), .busy(serial_busy), .word(data_32));

    // BLAKE rx_done is at 43500ns with loadnonce a few cycles later
    // TUNE this according to comm_clk_frequency so we send a single getwork (else it
gets overwritten with 0's)
    parameter stop_cycle = 7020;           // For comm_clk_frequency=1_000_000 [TODO
REDUCE FOR BLAKE, but 7020 is OK]
    // parameter stop_cycle = 0;           // Use this to DISABLE sending data
    always @ (posedge clk)
    begin
        serial_send <= 0;                  // Default
        // Send data every time tx goes idle (NB the !serial_send is to prevent
serial_send
        // going high for two cycles since serial_busy arrives one cycle after
serial_send)
        if (cycle > 5 && cycle < stop_cycle && !serial_busy && !serial_send &&
data!=0)
        begin
            serial_send <= 1;
            data_32 <= data[415:384];
            data <= { data[383:0], 32'd0 };
            start_cycle <= cycle;           // Remember each start cycle (makes
debugging easier)
        end
    end

endmodule
`endif

```

Рис. 4. Модуль тестової перевірки мовою Verilog у САПР Quartus Prime

Висновки

У цій роботі було проведено дослідження швидкодіючих апаратних реалізацій для кандидату SHA-3 Blake і стандарту SHA-2. Досліджувані архітектури мають будову, що базується на горизонтальній згортці, вертикальній згортці, розгортках, конвеєрній обробці і паралельній обробці з використанням декількох незалежних блоків. Кожна архітектура була реалізована з використанням швидкодіючих родин FPGA: Stratix III і Stratix IV від Altera. На підставі отриманих результатів було визначено найбільш ефективну апаратну реалізацію для кожного з досліджуваних алгоритмів, виходячи з найкращого співвідношення пропускну здатності до ефективності використання ресурсу FPGA.

У випадку кандидату Blake найбільш ефективною архітектурою виявилася конвеєрна архітектура. Оптимальне число конвеєрів для алгоритму Blake склало чотири. Результати для всіх досліджених функцій і найбільш успішних апаратних реалізацій були представлені на графіках відношення пропускну здатності до ефективності використання ресурсу FPGA.

Blake є алгоритмом з самою високою гнучкістю і найбільшим числом можливих апаратних реалізацій. Алгоритм можна легко розширити по горизонталі і вертикалі в два і чотири рази. Це також єдиний алгоритм, що має ефективну архітектуру, яка меншою базової ітеративної архітектури SHA-2. Також Blake - алгоритм, який може істотно виграти від використання вбудованих блоків пам'яті Altera FPGA.

Наступне дослідження буде включати в себе експериментальне тестування всіх апаратних реалізацій з використанням обчислювальних платформ на основі FPGA Xilinx і Altera, оснащених високошвидкісним інтерфейсом PCI Express [8 – 10].

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. E. Homsirikamol, M. Rogawski, K. Gaj, and G. Mason, "Comparing hardware performance of round 3 SHA-3 candidates using multiple hardware architectures in Xilinx and Altera FPGAs," in *Ecrypt II Hash Workshop 2011*, 2011. [Online]. Available: <http://www.ecrypt.eu.org/hash2011/proceedings/hash201107.pdf>.
2. Y. Jararweh, L. Tawalbeh, H. Tawalbeh and A. Moh'd, "Hardware Performance Evaluation of SHA-3 Candidate Algorithms," *Journal of Information Security*, Vol. 3 No. 2, 2012, pp. 69-76. doi: 10.4236/jis.2012.32008.
3. Gaj K., Homsirikamol E., Rogawski M. (2010) Fair and Comprehensive Methodology for Comparing Hardware Performance of Fourteen Round Two SHA-3 Candidates Using FPGAs. In: Mangard S., Standaert FX. (eds) *Cryptographic Hardware and Embedded Systems, CHES 2010*. CHES 2010. Lecture Notes in Computer Science, vol 6225. Springer, Berlin, Heidelberg. DOI 10.1007/978-3-642-15031-9_18.
4. Xiaoyun Wang and Yiqun Lisa Yin and Hongbo Yu, Finding Collisions in the Full SHA-1, *Advances in Cryptology - CRYPTO 2005: 25th Annual International Cryptology Conference*, Santa Barbara, California, USA, August 14-18, 2005, Proceedings, Lecture Notes in Computer Science, Springer, vol. 3621, pp. 17-36, doi: 10.1007/11535218_2, <https://iacr.org/archive/crypto2005/36210017/36210017.pdf>
5. NIST, "Cryptographic Algorithm Validation Program," 2010. <http://csrc.nist.gov>
6. NIST, "Secure Hashing," 2011. <http://csrc.nist.gov>
7. M. Knezevic et al., "Fair and Consistent Hardware Evaluation of Fourteen Round Two SHA-3 Candidates," in *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 20, no. 5, pp. 827-840, May 2012. doi: 10.1109/TVLSI.2011.2128353
8. Николай Ковач, "Майнер с алгоритмом Blake," <https://marsohod.org/projects/proekty-dlya-platy-marsokhod3/363-blake>
9. Кофанов В. Л. Лабораторний практикум з цифрових пристроїв на основі САПР Quartus II [Текст] : навчальний посібник / В. Л. Кофанов, О. В. Осадчук, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007. – 167 с.
10. Кофанов В. Л. Лабораторний практикум з дослідження цифрових пристроїв на основі САПР MAX+PLUS II [Текст] : лабораторний практикум / В. Л. Кофанов, О. В. Осадчук, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 200 с.

Гаврілов Дмитро Володимирович — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: havrilov@vntu.edu.ua

Havrilov Dmytro — Cand. Sc. (Eng), Associate Professor of the Department of Radio-Frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: havrilov@vntu.edu.ua

РЕВЕРСИВНИЙ ГЕНЕРАТОР КОДОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ НА FPGA

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В даній статті розглядається запропоноване нове рішення реверсивного генератора кодових послідовностей, що дозволяє зменшити потрібного ресурсу ІС, так яка побудований на регістрі довільної розрядності, таким чином дає можливість утворювати вихідну шину довільної розрядності без зміни вихідного коду в точці реверсу. Описаний метод визначення функції збудження, що забезпечує повернення до робочого циклу. Дане рішення дозволяє створювати гнучкі системи на основі стандартних інтегральних мікросхем жорсткої логіки. Викладено результат моделювання схеми реверсивного генератора кодових послідовностей у програмному забезпеченні САПР Altera Quartus II із часовими діаграмами.

Ключові слова: реверсивний генератор кодових послідовностей; метод визначення функції збудження; гнучкі системи стеження; інтегральні мікросхеми жорсткої логіки; Altera; Quartus; Intel.

Abstract

This article examines the proposed new reversible code sequence generator, which reduces the required IP resource so that it is built on an arbitrary bit register, thus allowing the formation of an arbitrary bit output bus without changing the source code at the reverse. The method of determining the excitation function, which provides a return to the working cycle, is described. This solution allows you to create flexible systems based on standard integrated circuits of hard logic. The result of simulation of a reverse code sequence generator in the software of CAD Altera Quartus II with time charts is presented.

Keywords: reverse code sequence generator; excitation function determination method; flexible tracking system; integral chips of hard logic; Altera; Quartus; Intel.

Вступ

Генератори кодових послідовностей (ГКП) широко використовуються в цифрових системах радіотехніки та зв'язку, обчислювальної техніки та автоматики, для зберігання інформації і виконання арифметичних операцій, а також діагностування і корекції похибок цифрових пристроїв, у колах їх керування і синхронізації. Серед різного типу ГКП здобули поширення генератори псевдовипадкових чисел і генератори зі сталими кодами, в яких сполучення нулів та одиниць у розрядах регістра залишається незмінним. Основним недоліком даних пристроїв є виконання зсуву тільки праворуч, що зменшує функціональні можливості [1 – 5].

Реверсивні генератори кодових послідовностей (РГКП) утворені на основі регістрів зсуву і коригувальних цифрових комбінаційних пристроїв (КЦКП) мають недоліки: через складні міжрозрядні зв'язки реверсивні регістри зсуву потребують багато ресурсу ІС та втрачають гнучкість керування (необхідно перемикає входи та виходи послідовного введення/виведення, ускладнюється реалізація РГКП довільної розрядності) [6 – 9].

Результати дослідження

Для вирішення поставленої задачі в РГКП використовується регістр зсуву довільної розрядності з входами і виходами паралельного введення/виведення до якого додається мультиплексор шин, пристрій керування та КЦКП, реалізація схеми проводилась у відповідності до методик, описаних у [10, 11], схема наведена на рис. 1. Шинні входи мультиплексора шин з'єднані з виходами регістра зсуву двома шинами: одна шина QA [] утворюється з потрібної кількості розрядів регістра зсуву, починаючи з молодшого, в прямому порядку їх нумерації, а друга шина QB [] – з тих самих розрядів

у зворотному порядку їх нумерації, причому друга шина з'єднується також зі входами паралельного введення регістра зсуву. Із синхросигналу CLK, що одночасно надходить до регістра зсуву і пристрою керування, та сигналу керування напрямком зсуву UP/DN, який одночасно є адресним входом мультиплексора шин, у пристрої керування формуються сигнали керування, якими здійснюється запис зворотного коду QB [] під час зміни напрямку зсуву, наприклад, два сигнали: сигнал, що подається на вхід регістра зсуву MODE, тобто перемикання регістра з послідовного в паралельний та навпаки і імпульс завантаження, що подається на інверсний вхід CLKL. Вхід КЦКП з'єднаний з першою шиною даних з відповідними розрядами, а вихід з'єднаний з SER послідовним входом ведення регістра зсуву. Вихід RESULT мультиплексора шин - його виходом Q [].

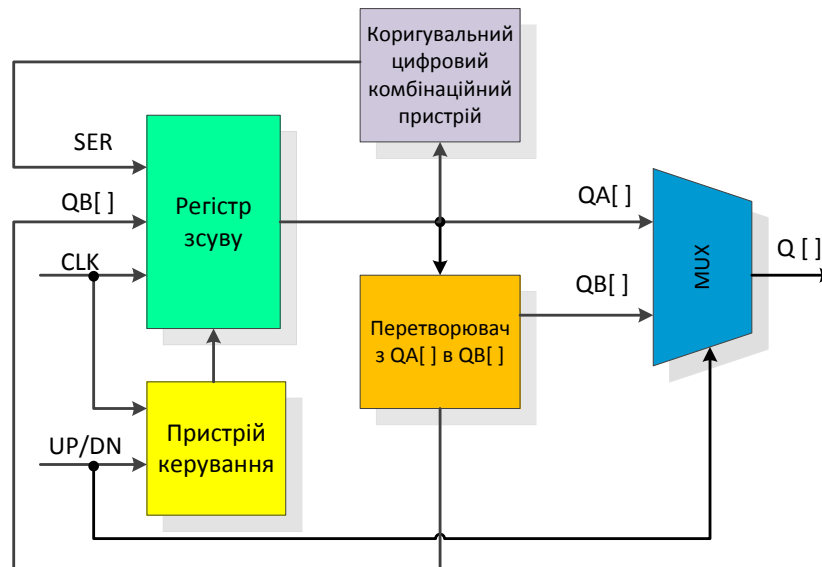


Рис. 1. Реверсивні генератори кодових послідовностей

Під час роботи пристрою може виникнути збій, що призводить до зациклення системи, відновити нормальну роботу можна двома шляхами:

- коли регістр потраплятиме до хибного циклу, примусово встановити один зі станів робочого циклу (наприклад до початкового значення системи);
- скоригувати функцію збудження таким чином, щоб хибні цикли не утворювалися.

Основою КЦКП є функція збудження, яка забезпечує повернення до основний цикл роботи. Для прикладу розглядатимемо послідовність символів з періодом (000111). Потрібно вибрати розрядність регістра зсуву так, щоб при проходженні послідовності утворювались детерміновані коди тобто без повторення. В даному випадку підходить трирозрядний регістр зсуву ($n = 3$). Так при проходженні послідовності утворюються коди $N = Q_2Q_1Q_0 = (000111) = 0, 1, 3, 7, 6, 4$. Під час зсуву числа з послідовності символів на один крок у бік старших розрядів значення початкового коду $N = Q_2Q_1Q_0$ подвоюється (наприклад, $001 \rightarrow 010$) і до молодшого розряду додається ще наступний символ x_N послідовності, тобто з надходженням чергового синхроімпульсу матимемо код $N^+ = 2N + x_N$. Але якщо є одиниця в старшому розряді, у наступному такті зсуву вона зникає, тому її вагу 2^{n-1} перед подвоєнням треба відняти. Отже, наступний код можна визначити з виразів:

$$N^+ = 2N + x_N, \text{ якщо } N < 2^{n-1}. \quad (1)$$

$$N^+ = 2(N - 2^{n-1}) + x_N, \text{ якщо } N > 2^{n-1}. \quad (2)$$

Так, у прикладі при $n = 3$ перший код утворюється трьома нулями послідовності символів (000111), тобто $N = Q_2Q_1Q_0 = 0$. Другий код $N^+ = 2 \cdot 0 + 1 = 1$, бо $N < 4$ і наступний символ послідовності $x_N = 1$; так само третій код становить $N^+ = 2 \cdot 1 + 1 = 3$ і т.д. Після останнього символу з періоду

послідовності переходимо до його початку. У підсумку отриманий результат нанесемо на карту карно для SER послідовного входу ведення регістра зсуву.

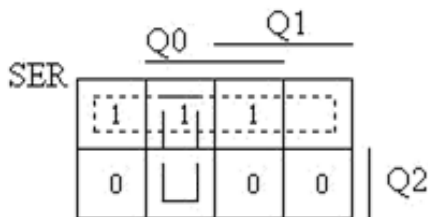


Рис. 2. Карта Карно для послідовного входу ведення регістра зсуву

На карті Карно показано дві пусті клітинки, яким відповідають значення коду 2 і 5, вони не входять до основного циклу роботи пристрою, тому перевіримо випадок коли в систему потраплять значення коду 2 і 5. За виразом (1) і (2) визначимо наступний стан, зі стану $N=2$ з надходженням синхроімпульсу РГКП перейде до стану $N^+=2 \cdot 2 + 1 = 5$, бо $N < 4$ і $x_N = 1$, а зі стану $N = 5$ повернеться до $N^+=2(5-4)+0=2$, тобто замкнеться хибний цикл. Виконавши об'єднання як показано на карті карно отримаємо: зі стану $N = 5$ перейде до стану $N^+=2(5-4)+1=3$ при $x_N = 1$, що входить до основного циклу роботи. Таким чином можна записати функцію збудження для трирозрядного РГКП:

$$SER = Q_0 \overline{Q_1} + \overline{Q_2} = \overline{Q_0} \overline{Q_1} \overline{Q_2} . \quad (3)$$

Реверсивні генератори кодових послідовностей було реалізовано у програмному забезпеченні САПР Altera Quartus II, схема такого регістру представлена на рис. 3.

Реверсивні генератори кодових послідовностей апаратно реалізовано на ПЛІС родини FLEX10K Altera EPF10K70RC240-4. Мультиплексор шин реалізується на мегафункції IC програмованої структури або з'єднанням мультиплексорів IC жорсткої структури

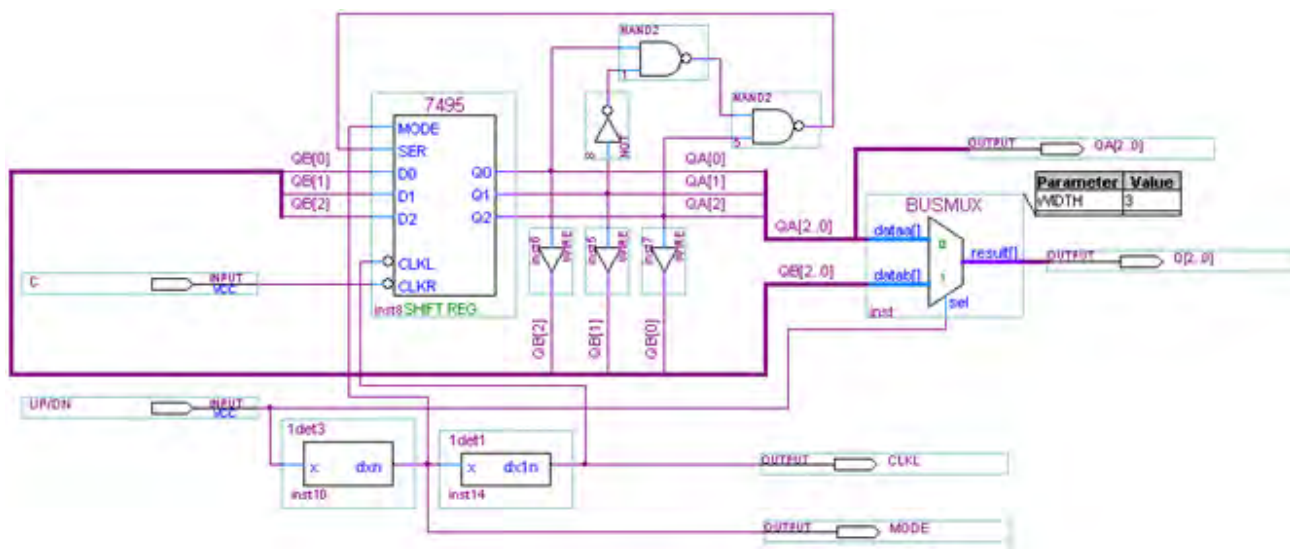


Рис. 3. Схема універсального регістру у САПР Quartus II

На рис. 2 видно що пристрій керування представлений у вигляді двох модулів, які складаються з декількох міжкоміркових буферів ПЛІС, що з'єднані послідовно між собою, причому кількість буферів залежить від затримки, яка потрібна для забезпечення роботи регістра зсуву (рис. 4). Виходи регістра, що утворюють першу шину даних, приєднані до другої шини даних через буфери, для узгодження затримки з сигналом, що утворюється під час перемикавання напрямку зсуву.

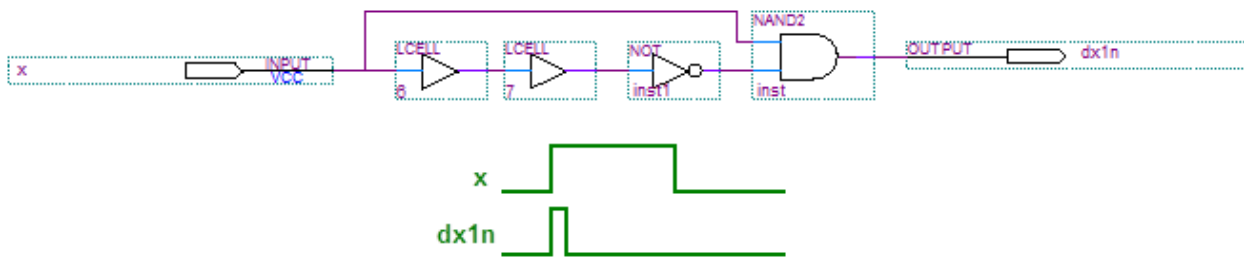


Рис. 4. Пристрій керування

Пристрій керування можна охарактеризувати як опорним генератором, що формує імпульси з певною частотою, яка залежить від керуючого сигналу під час перепадів керуючого сигналу UP/DN.

Для моделювання додатково було приєднано до регістра зсуву на паралельні входи шини даних $Q_p []$ і $MODE1$, щоб забезпечити завантаження хибних значень коду, які не входять до основного циклу роботи, для перевірки функції збудження (3).

Результати моделювання за допомогою програмного забезпечення САПР Altera Quartus II та експериментальне випробування, у відповідності до [12] показано на рис. 5.

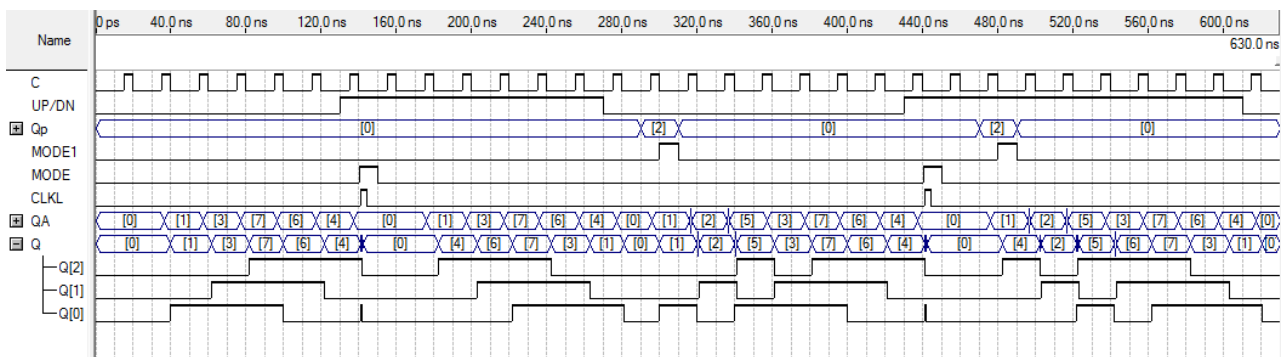


Рис. 5. Часові діаграми роботи пристрою

За результатом моделювання складемо перемикального графу, що зображений на рис. 6.

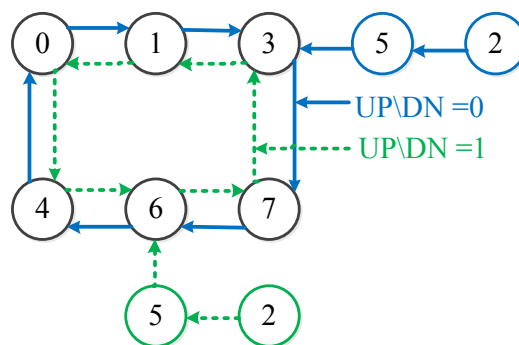


Рис. 6. Перемикальний граф

На часовій діаграмі показано зсув кодової послідовності ліворуч та праворуч до повторення, так умовно графік можна розділити на два періоди роботи системи, в першому періоді основний цикл роботи, а в другому періоді з завантаженою хибною кодовою послідовністю, для перевірки системи. Як бачимо система за два такти при зсуві кодової послідовності ліворуч та і праворуч повернулась до основного циклу роботи, таким чином функція збудження забезпечує автоматичну роботу. Також, за необхідністю, налагоджувальна інформація може відображатись на семисегментному індикаторі за допомогою спеціалізованого дешифратора [13].

Висновки

В даній роботі було запропоновано рішення реверсивного генератора кодових послідовностей, що дозволяє зменшити потрібного ресурсу ІС, так яка побудований на регістрі довільної розрядності, таким чином дає можливість утворювати вихідну шину довільної розрядності без зміни вихідного коду в точці реверсу. За допомогою описаного методу визначили функцію збудження, що дає можливість працювати в автоматичну режимі.

Керування реверсивним генератором кодових послідовностей виконується лише одним сигналом UP/DN, яким не тільки можна перемикає з послідовного в паралельний режим роботи, а також періодом повторення кодових послідовностей за рахунок тривалості керуючого сингала.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Q. Wang, S. Yu, C. Guyeux, Design of Digital Chaotic Systems Updated by Random Iterations (SpringerBriefs in Applied Sciences and Technology), Springer, 1st ed. 2018 ed., 124 p., 2018, ISBN: 978-3319735481.
2. Кофанов В. Л. Лабораторний практикум з цифрових пристроїв на основі САПР Quartus II [Текст] : навчальний посібник / В. Л. Кофанов, О. В. Осадчук, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007. – 167 с.
3. Cetin Kaya Koc, Cryptographic Engineering, Springer, 2009 ed., 522 p., 2009, ISBN: 978-0387718163.
4. Кофанов В. Л. Лабораторний практикум з дослідження цифрових пристроїв на основі САПР MAX+PLUS II [Текст] : лабораторний практикум / В. Л. Кофанов, О. В. Осадчук, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 200 с.
5. Esteban Tlelo-Cuautle, José de Jesús Rangel-Magdaleno, Luis Gerardo de la Fraga, Engineering Applications of FPGAs: Chaotic Systems, Artificial Neural Networks, Random Number Generators, and Secure Communication Systems, Springer, 1st ed., 222 p., 2016, ISBN: 978-3319341132.
6. Букреев И. Н., Горячев В. И., Мансуров Б. М., Микроэлектронные схемы цифровых устройств: 4-е издание, переработанное и дополненное. – М.: Техносфера, 2009. – 712 с.
7. Chaofan Yu, Lingli Wang and Xuegong Zhou, "Automatic layout generator for embedded FPGA cores," 2011 9th IEEE International Conference on ASIC, Xiamen, 2011, pp. 385-388. doi: 10.1109/ASICON.2011.6157202.
8. P. Pfeifer, F. Hosseinzadeh and H. T. Vierhaus, "On comparison of configurable encoders in Xilinx and Altera FPGAs," 2017 International Conference on Applied Electronics (AE), Pilsen, 2017, pp. 1-4. doi: 10.23919/AE.2017.8053605.
9. Y. Ruan, Y. Tang, W. Yao, Z. Wang and S. Xu, "A single chip multi-functional DDS waveform generator based on FPGA with SOPC design flow," Proceedings of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation, Beijing, 2012, pp. 4206-4210. doi: 10.1109/WCICA.2012.6359183.
10. Гаврілов Д. В. Осадчук О. В., Звягін О. С. Основи комп'ютерного проектування та моделювання РЕА. Частина 1 : лабораторний практикум / Д. В. Гаврілов, О. В. Осадчук, О. С. Звягін. - Вінниця : ВНТУ, 2015. – 99 с.
11. Гаврілов Д. В., Звягін О. С., Осадчук О. В., Савицький А. Ю. Основи комп'ютерного проектування та моделювання РЕА. Частина 2 : лабораторний практикум / Д. В. Гаврілов, О. С. Звягін, О. В. Осадчук, А. Ю. Савицький. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 104 с.
12. Воловик А. Ю., Гаврілов Д. В., Семенов А. О., Шутило М. А., Червак О. П. Сигнали та процеси в радіотехніці: лабораторний практикум Сигнали та процеси в радіотехніці : лабораторний практикум / Ю. М. Воловик, Д. В. Гаврілов, А. О. Семенов [та ін.]. – Вінниця : ВНТУ, 2015. – 97 с.
13. Басич Б.В., Гаврілов Д.В., Белов О.Е., Ситай Ю.В. Дешифратор семисегментного коду в унітарний. Пат. 108579 Україна, МКИ Н03М 13/00, Н03М 7/00. №u201600023; Заявл. 04.01.2016; Опубл. 25.07.2016, Бюл.№ 14/2016. – 5 с.

Гаврілов Дмитро Володимирович — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: havrilov@vntu.edu.ua

Яровий Дмитро Володимирович — студент групи РТ-15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: rt15b.yarovoy@gmail.com

Havrilov Dmytro — Cand. Sc. (Eng), Associate Professor of the Department of Radio-Frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: havrilov@vntu.edu.ua

Yarovyi Dmytro — student of the Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: rt15b.yarovoy@gmail.com

РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МІКРОКОНТРОЛЕРНОГО ПОРТАТИВНОГО ВИМІРЮВАЧА КОЕФІЦІЄНТА СТОЯЧОЇ ХВИЛІ З ПЕРЕДАЧЕЮ ДАНИХ ПО БЕЗДРОТОВОМУ КАНАЛУ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розроблено схему для вимірювання коефіцієнта стоячої хвилі антено-фідерної системи та передачі результату по бездротовому каналу в реальному часі, що дозволило налаштовувати антену безпосередньо в місці встановлення. Обрано схему включення коаксіального кабелю в коло вимірювання і відповідно схему генерування напруги пропорційної коефіцієнту стоячої хвилі.

Ключові слова: коефіцієнт стоячої хвилі, мікроконтролерний вимірювач, передача по бездротовому каналу.

Abstract

A scheme was developed for measuring the antenna-feeder system standing wave gain and transmitting the result via a wireless channel in real time, which allowed the antenna to be tuned directly at the installation site. The scheme of inclusion of a coaxial cable in the circle of measurement and, accordingly, the scheme of generation of voltage proportional to the standing wave coefficient is chosen.

Keywords: Standing wave ratio, microcontroller meter, wireless transmission.

Вступ

При встановленні антени необхідно слідкувати за величиною коефіцієнта стоячої хвилі, щоб забезпечити максимальний прийом або передачу корисного сигналу. При цьому вимірювати КСХ необхідно в точці живлення антени, яка фізично може бути віддалена від антени на відстань, що навіть за умов прямої видимості, вносить обмеження на використання систем які виводять інформацію на вбудований елемент відображення або у комп'ютери з операційними системами Windows чи Linux, з використанням спеціалізованого програмного забезпечення [1 – 3].

Результати дослідження

Для вимірювання коефіцієнта стоячої хвилі можуть використовуватися різні схеми і принципи. Наприклад: вимірювач на коаксіальному кабелі, мікросмужковій лінії або трансформаторі струму [1]. Мікросмужкова лінія і коаксіальний кабель працюють за схожим принципом, тобто паралельно сигнальному провіднику розташовані дві вимірювальні лінії одна вимірює амплітуду прямої інша відбитої хвилі, і КСХ визначається за формулою (1) [4]

$$КСХ = \frac{A_f + A_r}{A_f - A_r}, \quad (1)$$

де A_f – амплітуда прямої (forward) хвилі, A_r – амплітуда (reflected) відбитої хвилі.

З виразу (1) випливає зв'язок КСХ з модулем коефіцієнта відбиття $|\Gamma|$ по напрузі ($|\Gamma_U| = U_r/U_f$) або по струму ($|\Gamma_I| = I_r/I_f$):

$$КСХ = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}. \quad (2)$$

Базову діаграму до виразів (1), (2) наведено на рис. 1 [5]

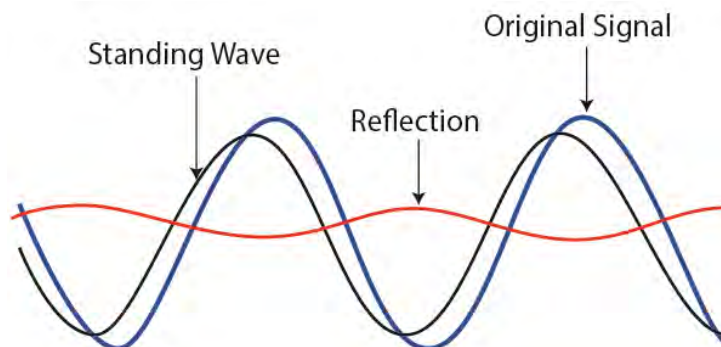


Рис. 1. АЧХ стоячої хвилі

Ці методи характеризуються хорошою точністю вимірювання [6]. Але їх недоліками є низька чутливість, яка до того ж залежить від частоти. Не залежить від частоти чутливість вимірювача КСХ на трансформаторі струму. Також його конструкція простіша, вона полягає в тому, що коаксіальний кабель проходить через феритове кільце на яке також намотана вторинна вимірювальна обмотка. Визначення значення КСХ відбувається також за формулою (1). Також до переваг даного вимірювача можна віднести точність та можливість працювати з фідерами хвильовим опором 50 Ом і 75 Ом, без зміни топології чи номіналів схеми [7]. Проте недоліками є потреба наявності в схемі балансованих елементів, частіше всього це підстроювальні конденсатори. В даному випадку для вимірювача коефіцієнта стоячої хвилі, структурна схема якого представлена на рис. 2, був використаний мостовий вимірювач опор. Даний метод володіє достатньою точністю для використання в основній масі випадків, в порівнянні з іншими методами він має високу чутливість яка в широких межах не залежить від частоти, тобто нам не потрібно транслювати відносно велику потужність в фідер. Ще вимірювальний міст має просту конструкцію [8, 9].

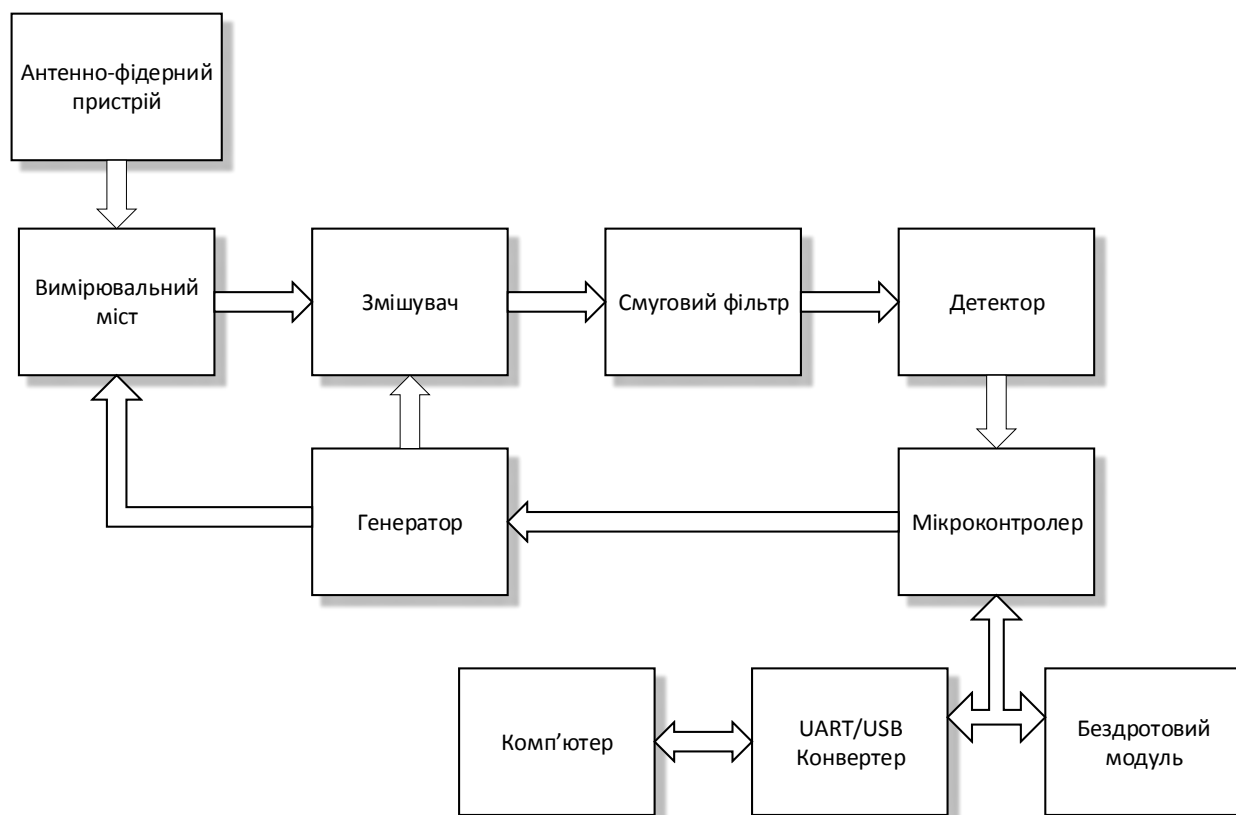


Рис. 2. Структурна схема вимірювача коефіцієнта стоячої хвилі

Коаксіальний фідер з одного боку кріпиться до антени, а з іншого до вимірювального мосту. Генератор підключається до однієї діагоналі мосту, і формує сигнал синусоїдальної форми на частоті на якій необхідно виміряти характеристику. До іншої діагоналі мосту приєднується змішувач, який тактується іншим виходом генератора, він підсилює різницю між плечами мосту і формує проміжну частоту. Далі сигнал фільтрується смуговим фільтром, що забезпечує вибірковість за сусіднім каналом. Відфільтрований сигнал потрапляє на детектор який формує постійну напругу, вона в свою чергу пропорційна величині КСХ і обробляється мікроконтролером. Також мікроконтролер керує генератором, щоб на одному виході формувався сигнал частотою на якій відбувається вимірювання, а на іншому виході сигнал частотою при якій сформована змішувачем проміжна частота потрапить в смугу пропускання смугового фільтру. Опрацьовані данні мікроконтролер відправляє через шину UART, з цієї шини данні одразу потрапляють і на бездротовий модуль, який передає дані на мобільний телефон, і на конвертер який служить для підключення пристрою до комп'ютера, також за необхідністю, інформація може відображатись на семисегментному індикаторі [10].

Висновки

Встановлено, що завдяки використанню рішень представлених в даному дослідженні вдалося мінімізувати габарити та енергоспоживання кінцевого приладу, що зробило його досить портативним. Також впроваджена система бездротового зв'язку полегшила налаштування антенно-фідерного тракту та задовольняє необхідність в налаштуванні антени на місці встановлення і необхідність вимірювання КСХ в точці живлення фідеру.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Waleed Ahmed Al Garidi, Norsuzlin Bt Mohad Sahar, Rozita Teymourzadeh, "Planar dipole antenna design at 1800MHz Band using different feeding methods for GSM," 2012 10th IEEE International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE), 19-21 Sept. 2012, DOI: 10.1109/SMElec.2012.6417208.
2. Кофанов В. Л. Лабораторний практикум з цифрових пристроїв на основі САПР Quartus II [Текст] : навчальний посібник / В. Л. Кофанов, О. В. Осадчук, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007. – 167 с.
3. Кофанов В. Л. Лабораторний практикум з дослідження цифрових пристроїв на основі САПР MAX+PLUS II [Текст] : лабораторний практикум / В. Л. Кофанов, О. В. Осадчук, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 200 с.
4. Joseph J. Carr, George W. Hippisley. Practical Antenna Handbook 5/e [Text] / Joseph J. Carr, George W. Hippisley, McGraw-Hill Education TAB, 5th ed., 784 p., 2011. ISBN: 978-0071639583.
5. Derren Oliver, Back to Basics in Microwave Systems: Return Loss and VSWR, October 7, 2014.
6. Filinyuk, N.A. and Gavrilov, D.V. Parameters determination of physical equivalent circuit of Schottky dual-gate MESFET. *Известия Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Radioelektronika*. 2004. vol. 47, n. 11, pp. 71-75.
7. Воловик А. Ю., Гаврілов Д. В., Семенов А. О., Шутило М. А., Червак О. П. Сигнали та процеси в радіотехніці: лабораторний практикум Сигнали та процеси в радіотехніці : лабораторний практикум / Ю. М. Воловик, Д. В. Гаврілов, А. О. Семенов [та ін.]. – Вінниця : ВНТУ, 2015. – 97 с.
8. Гаврілов Д. В. Осадчук О. В., Звягін О. С. Основи комп'ютерного проектування та моделювання РЕА. Частина 1 : лабораторний практикум / Д. В. Гаврілов, О. В. Осадчук, О. С. Звягін. - Вінниця : ВНТУ, 2015. – 99 с.
9. Гаврілов Д. В., Звягін О. С., Осадчук О. В., Савицький А. Ю. Основи комп'ютерного проектування та моделювання РЕА. Частина 2 : лабораторний практикум / Д. В. Гаврілов, О. С. Звягін, О. В. Осадчук, А. Ю. Савицький. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 104 с.
10. Басич Б.В., Гаврілов Д.В., Белов О.Е., Ситай Ю.В. Дешифратор семисегментного коду в унітарний. Пат. 108579 Україна, МКИ H03M 13/00, H03M 7/00. №u201600023; Заявл. 04.01.2016; Опубл. 25.07.2016, Бюл.№ 14/2016. – 5 с.

Гаврілов Дмитро Володимирович — канд. техн. наук, доцент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: havrilov@vntu.edu.ua

Пяста Віктор Ігорович — студент групи РТ-17мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: rt17ms.piasta@gmail.com.

Havrilov Dmytro — Cand. Sc. (Eng), Associate Professor of the Department of Radio-Frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: havrilov@vntu.edu.ua

Piasta Viktor — student of the faculty of infocommunications, radioelectronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: rt17ms.piasta@gmail.com.

ОГЛЯД ПРОТОКОЛІВ ПІДВИЩЕНОЇ КОНФІДЕНЦІЙНОСТІ ТА МАСШТАБУВАННЯ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Дана робота присвячена сучасним протоколам які допомагають в збільшенні масштабування та покращують конфіденційність користувачів блокчейну. Протоколи які будуть розглядатись в даній роботі, вирішують велику кількість проблем, а саме: вирішують недоліки які властиві майже всім поточним реалізаціям Блокчейна, пропонують радикальне скорочення об'єму даних протоколу Bitcoin, що дозволить суттєво підвищити конфіденційність і вирішить питання пластичності транзакцій, надають значно більше можливостей для масштабування мережі, ніж поточна архітектура, пропонують можливість приховати кількість переданих коштів, зберігаючи при цьому здатність загальнодоступної перевірки в мережі Bitcoin. Більшість протоколів які розроблять для вирішення проблем конфіденційності і масштабування мають досить багато недоліків, але дані протоколи на думку багатьох розробників є одними з найкращих рішень для покращення роботи мережі Bitcoin.

Ключові слова: Bitcoin, конфіденційність, масштабування, Блокчейн

Abstract

This work is devoted to modern protocols that help to increase scaling and enhance the privacy of Blockchain users. The protocols that will be considered in this paper solve a large number of problems, namely: solving the disadvantages inherent in almost all current implementations of Blockchain, offer a radical reduction in the amount of data Bitcoin protocol, which will significantly increase the privacy and solve the problem of plasticity of transactions, provide significantly more the possibilities for scaling the network, than the current architecture, offer the opportunity to hide the amount of funds transferred, while maintaining the ability of the public check on the network Bitcoin. Most of the protocols that are designed to address the issues of privacy and scaling have many shortcomings, but these protocols are considered by many developers as one of the best solutions for improving the operation of the Bitcoin network.

Keywords: Bitcoin, privacy, scaling, Blockchain.

Вступ

Недостатня фінансова конфіденційність може призвести до великих проблем, пов'язаних з безпекою як особистих фінансових транзакцій, так і комерційних. Без належного ставлення до захисту, зловмисники можуть з легкістю заволодіти чужими коштами або цінною інформацією.

Кожен рік дає нам все більше нових протоколів які можуть поліпшити роботу мережі Bitcoin. Багато з них дуже подібні. Протоколи Confidential Transaction і MimbleWimble мають багато спільного, вони побудовані на подібній архітектурі яка використовує так званий Обов'язок Педерсена, що вирішує за допомогою криптографії проблему конфіденційності транзакцій, яка може призвести до поліпшення взаємозамінності. Коли деякі монети вважаються більш цінними за інші, через їхню історію транзакції, інколи за такі «чисті» монети користувачі готові заплатити більшу ціну а ніж за монети які мають невідому історію [1 - 3].

Огляд існуючих протоколів

Блокчейн Bitcoin частково вирішує проблему приватності транзакцій, використовуючи «псевдоніми». Під час кожної транзакції користувачі дізнаються адреса один одного і це порушує їхню конфіденційність. Маючи адресу іншого користувача, можна відслідкувати всі його здійснені транзакції. Наприклад, роботодавець виплачує робітнику заробітну плату в BTC. Коли робітник сплачує рахунки, всі ті кому він відкрив свою адресу, можуть дізнатись яка в нього заробітна плата і де він працює. Це може створити певні проблеми, які потрібно вирішити. Були запропоновані криптографічні методи для покращення конфіденційності, але більшість з них мають малу пропускну здатність, а також потребували великих витрат для впровадження в протокол Bitcoin [4, 5].

Таблиця 1 – Формат блока в мережі Bitcoin

Поле	Значення	Розмір
Константа	0xB1D8CFG7	4 байти
Розмір блоку	Кількість байтів в блоці, враховуючи транзакції	4 байти
Заголовок блоку	Завжди складається з 6 полів	80 байт
Лічильник транзакцій	Кількість транзакцій в блоці	1-9 байт
Транзакцій	Список транзакцій	не фіксоване

У табл. 1 представлено формат блока який використовується для передачі даних в мережі. Потрібно зазначити, що єдине поле яке не має константного значення, це розмір транзакцій в блоці, максимальне значення якого досягає 1 Мбайт. На даний момент, при підтримці софтверка Segregated Witness, це значення збільшене, і може досягати 4 Мбайт, що дає можливість збільшити кількість транзакцій в блоці, не порушивши правил протоколу Bitcoin.

Таблиця 2 – Заголовок блоку

Поле	Значення	Розмір
Версія	Номер версії блоку	4 байти
Хеш-значення попереднього блоку	256-бітний хеш попереднього заголовка блоку	32 байти
Хеш-значення дерева Меркла	256-бітний хеш значення від усіх транзакцій в блоці	32 байти
Часова мітка	Поточна мітка часу	4 байти
Параметр складності	Поточна ціль у компактному форматі	4 байти
Вирішення задачі PoW	32-бітний номер (початок з 0)	4 байти

У табл. 2 показано заголовок блоку. Заголовок складається з шести полів, загальний розмір яких сягає 80 байт, це значення є константне [5].

Принцип роботи

Протоколи Confidential Transaction і MimbleWimble покращують ситуацію, роблячи суми транзакцій приватними, але водночас зберігають здатність загальнодоступної перевірки в мережі. Все це відбувається без додавання нових базових криптографічних змін в систему Bitcoin.

Confidential Transactions (CT) можливі завдяки криптографічній технології адитивних гомоморфних обов'язків. Як побічний ефект своєї архітектури, CT дозволяє обмін приватними даними (такими як номери рахунків), не збільшуючи розміру транзакцій, відновлюючи більшу частину витрат на криптографічні докази CT. Для приховання кількості BTC які передаються в транзакції Confidential Transaction використовують приховані фактори або стрічку випадкових цифр. Якщо в реалізації Blockstream, ці цифри задавались відправником і розшифровувались отримувачем за допомогою закладеної в транзакції інформації, то протокол MimbleWimble все робить навпаки, і дозволяє одержувачу самому генерувати рядок випадкових цифр, при цьому приватні ключі і адреса не використовуються.

Слід почати з прикладу криптографії, на основі Еліптичних кривих (або просто ЕК). ЕК – це нескінченна кількість точок, на кривій «Т», які можна складати, додавати, множити на цілі числа (скаляри). Припустимо, що «k» є цілим числом, тоді застосувавши скалярне множення, можемо обчислити $k \times N$, що також є точкою на кривій Т. Якщо дано ще одне ціле число «j», тоді також можна обчислити $(k+j) \times N$, що рівноцінно дорівнює $k \times N + j \times N$. Додавання і скалярне множення на ЕК

задовольняє властивості комутативності і асоціативності множення і додавання:

$$(k+j) \times H = k \times H + j \times H.$$

Взявши число k як приватний ключ (це повинно бути достатньо велике число), тоді рівність $k \times H$ буде відповідно публічним ключем. Це дає змогу бути впевненим, що якщо комусь відоме значення публічного ключа $k \times H$, обчислення k прирівнюється до неможливості, незважаючи на тривіальність множення. Ділення точок на ЕК є вкрай складним завданням. Формула $(k+j) \times H = k \times H + j \times H$, де « k » і « j » зберігаються в таємниці, показує, що публічний ключ може бути отриманий складанням двох приватних ключів.

Структура транзакцій вказує на ключові принципи протоколу: непорушну гарантію приватності і конфіденційності. Перевірка транзакцій MimbleWimble підтримується двома властивості:

- володіння приватними ключами: як і в інших криптовалютах, володіння виходами транзакції є доказом володіння приватного ключа. Однак докази володіння приватним ключем досягається інакше, ніж просто підписом транзакції;
- перевірка нульових сум: сума виходів мінус сума входів завжди повинна дорівнювати нулю, це доводить, що транзакція прийнятна і не створює монет з повітря, без розкриття сум переказів.

Транзакція MimbleWimble включає в себе наступне:

- набір входів, які посилаються на набір виходів попередніх транзакцій;
- набір нових виходів, які включають в себе:
 - кількість монет і фактор приховування помножень на ЕК;
 - доказ того, що « w » не є від'ємним (range proof).
- комісія транзакцій в відкритому вигляді;
- підпис, обчислений шляхом використання надлишкового значення (суми всіх виходів і комісії за вирахуванням суми входів) і використання цього значення в якості приватного ключа [1 - 3].

Обчислення балансу гаманця

Припустимо, що « w », це значення входу або виходу транзакції, H це точка на ЕК, тоді можна підставити значення $w \times H$ замість w в транзакцію. Це працює завдяки тому, що, використовуючи операції на ЕК, є можливість впевнитися, що сума виходів дорівнює сумі входів.

$$w_1 + w_2 = w_3 \Rightarrow w_1 \times H + w_2 \times H = w_3 \times H \quad (1)$$

Перевірка цієї властивості для кожної транзакції дозволяє протоколу упевнитися, що транзакція не створює нові монети, при цьому не розкриваючи кількості переданих монет. Звичайно є можливість вгадати передану кількість монет методом перебору, крім того можна дізнатися кількість w_1 з попередньої транзакції, і звичайно $w_1 \times H$, що розкриває значення виходів всіх транзакцій, які використовують w_1 . Через такий можливий варіант, потрібно ввести ще одну точку на ЕК, наприклад « G » (насправді, це ще один генератор групи, утворений кривою T , що і точка H), і приватний ключ « g » використаний як фактор приховування. Таким чином, значення входів і виходів транзакції можуть бути виражені як:

$$r \times G + w \times H. \quad (2)$$

Спираючись на основні властивості ЕК, ні w ні r не можуть бути обчислені. Вираз $r \times G + w \times H$ називається Обов'язок Педерсена, який використовує як Confidential Transaction, так і MimbleWimble. Як приклад, припустимо, що є транзакція з двома входами і одним виходом, тоді (без урахування комісії): $w_1 + w_2 = w_3$, де w_1 і w_2 входи, а w_3 – вихід.

На основі прихованих факторів створюються приватні ключі для кожних із значень, замінивши їх на відповідні Обов'язки Педерсена в попередньому рівнянні:

$$(r_1 \times G + w_1 \times H) + (r_2 \times G + w_2 \times H) = (r_3 \times G + w_3 \times H), \quad (3)$$

яке вимагає, щоб $r_1 + r_2 = r_3$.

Використовуючи властивості операції додавання над ЕК, є можливість створювати транзакції, які є абсолютно конфіденційними, але в той же час можуть бути перевірені на валідність. Маючи ті ж властивості для блоків, відпадає потреба в зберіганні всіх даних Блокчейна що сприяє відмінній масштабованості мережі і дає можливість швидкої синхронізації нових користувачів [4 ,7].

Висновки

В даній роботі було описано принцип роботи протоколів які можуть забезпечити підвищення рівня конфіденційності і масштабування. Зазначимо, що протокол MimbleWimble є більш кращим ніж протокол зі схожою структурою побудови Confidential Transaction. В своєму нинішньому стані протокол MimbleWimble не дуже сумісний з протоколом Bitcoin, оскільки його впровадження потребує видалення script із структури транзакцій. В результаті цього потрібно пожертвувати іншими функціями, наприклад, time-locked, що використовується в Lightning Network. MimbleWimble може бути ідеальним рішенням для Sidechain з підвищеним рівнем приватності [8 – 11].

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Georg Fuchsbauer, Michele Orru, Yannick Seurin, "Aggregate Cash Systems: Cryptographic Investigation of Mimblewimble," (IACR) Cryptology ePrint Archive, vol. 2018, p. 1039, 2018.
2. Gregory Maxwell, Andrew Poelstra, Yannick Seurin, Pieter Wuille, Simple Schnorr, "Multi-Signatures with Applications to Bitcoin," (IACR) Cryptology ePrint Archive, vol. 2018, p. 68, 2018.
3. Harry Halpin, Marta Piekarska, "Introduction to Security and Privacy on the Blockchain," 2017 IEEE European Symposium on Security and Privacy Workshops (EuroS&PW), 2017, DOI: 10.1109/EuroSPW.2017.43.
4. Andreas M. Antonopoulos, Mastering Bitcoin: Programming the Open Blockchain, O'Reilly Media, 2nd ed., 416 p., 2017, ISBN: 978-1491954386.
5. Arvind Narayanan, Joseph Bonneau, Edward Felten, Andrew Miller, Steven Goldfeder, Bitcoin and Cryptocurrency Technologies: A Comprehensive Introduction, Princeton University Press, 336 p., 2016, ISBN: 978-0691171692.
6. Benedikt Bünz, Jonathan Bootle, Dan Boneh, Andrew Poelstra, Pieter Wuille, Greg Maxwell, "Bulletproofs: Short Proofs for Confidential Transactions and More," IEEE Symposium on Security and Privacy (SP), 2018, DOI: 10.1109/SP.2018.00020.
7. Mauro Conti, E. Sandeep Kumar, Chhagan Lal, Sushmita Ruj, "A Survey on Security and Privacy Issues of Bitcoin," IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 20, iss. 4, 2018, pp. 3416 - 3452, DOI: 10.1109/COMST.2018.2842460.
8. Christopher Ehmke, Florian Wessling and Christoph M. Friedrich, "Proof-of-Property - A Lightweight and Scalable Blockchain Protocol," 2018 IEEE/ACM 1st International Workshop on Emerging Trends in Software Engineering for Blockchain (WETSEB), Gothenburg, Sweden, 2018, pp. 48-51. doi: 10.1145/3194113.3194122
9. Bin Lian, Gongliang Chen, Jialin Cui and Maode Ma, "Compact E-Cash with Efficient Coin-Tracing," in IEEE Transactions on Dependable and Secure Computing. doi: 10.1109/TDSC.2018.2882507
10. Alvin Heng Jun Ren, Ling Feng, Siew Ann Cheong and Rick Siow Mong Goh, "Optimal Fee Structure for Efficient Lightning Networks," 2018 IEEE 24th International Conference on Parallel and Distributed Systems (ICPADS), Singapore, Singapore, 2018, pp. 980-985. doi: 10.1109/PADSW.2018.8644930
11. Zijiang Hao, Raymond Ji and Qun Li, "FastPay: A Secure Fast Payment Method for Edge-IoT Platforms using Blockchain," 2018 IEEE/ACM Symposium on Edge Computing (SEC), Seattle, WA, 2018, pp. 410-415. doi: 10.1109/SEC.2018.00055

Гаврілов Дмитро Володимирович — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: havrilov@vntu.edu.ua

Левкін Артем В'ячеславович — студент факультету ІПЕН ВНТУ, email: artm.levksn@ukr.net

Havrilov Dmytro — Cand. Sc. (Eng), Associate Professor of the Department of Radio-Frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: havrilov@vntu.edu.ua

Levkin Artem — student of the faculty of infocommunications, radioelectronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: artm.levksn@ukr.net

ОХОРОННО-СИГНАЛІЗАЦІЙНИЙ КОМПЛЕКС PIR-4

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Запропоновано комплекс в якості охоронно-сигналізаційного пристрою при заходах контрдиверсійного інженерного забезпечення. Принцип дії комплексу дозволяє виявляти проникнення в контрольовану місцевість порушників. При спрацюванні комплексу пристрій інформує про факт проникнення в охоронну зону, відповідним виконавчим механізмом: дротовою або бездротовою світловою чи звуковою сигналізацією, сигнальною міною тощо.

Ключові слова: охоронно-сигналізаційний комплекс, контрдиверсійний, сигналізація, PIR, датчик руху.

Abstract

The complex was proposed as a signaling device for counter-inversion security measures. The principles of work of the complex allow detecting the invasion of the offenders into the controlled area. During work of the complex it informs about the fact of invasion into the security area through executive mechanism: wire or wireless light or sound signaling, signaling mine and etc.

Keywords: security-signaling complex, counterdiversion, signaling, PIR, motion sensor.

Вступ

До головних вимог охоронно-сигналізаційних пристроїв контрдиверсійного інженерного забезпечення слід відноситися: стійкість до хибних спрацювань, понижене енергоспоживання для тривалої роботи в автономному режимі, низька вартість та простота в експлуатації, можливість використання військовими без спеціальної технічної освіти.

На даний момент у світовій практиці для цієї мети використовуються розвідувально-сигналізаційні системи типу "TASS" та "REMBASS" (США), "CLASSIC 2000" (Великобританія), "Радиобарьер" та КСМ-РВ (Росія). Всі ці системи використовують пасивні засоби виявлення сейсмічного, інфрачервоного, магнітометричного, акустичного та інших типів збудження. Перераховані системи досить добре виконують свою функцію, але через свою значну вартість та технічну складність практично недосяжні для потреб наших Збройних сил. Також, що теж є вкрай важливим, дані комплекси використовують у своїй роботі мікроконтролери, що робить їх вкрай вразливими для засобів радіоелектронної боротьби [1, 2].

Натомість використання у пристрої мікросхем логіки, з їх низькою вартістю та підвищеною стійкістю до електромагнітного випромінювання, є виправданим [3].

Результати дослідження

Для систем, які в своїй роботі використовують піроелектричні датчики руху, властиві часті хибні спрацювання. Такі датчики спрацьовують на прямі сонячні промені, що обмежує їх орієнтацію у просторі (північ-південь), на переміщення теплого повітря та інші. У запропонованому пристрої було використано схему керування, що базується на мікросхемах вентильної структури та чотирьох датчиках руху, яка спрацьовує, при одночасному надходженні даних від усіх датчиків. Це дозволяє уникнути хибних спрацювань та, при рознесенні датчиків на певну відстань один від одного, спрацьовувати на певну мінімальну кількість людей, що пройшли мимо датчиків. Таким чином, можливо виявити, коли в безпосередній близькості до військових об'єктів наблизиться диверсійна група [4].

Конструктивно комплекс представляє собою чотири блоки, об'єднані в одну схему. Блок обробки сигналу виконаний на логічній мікросхемі DD1, блок інвертування сигналу, блок безпеки на логічній мікросхемі DD2. Виконавчий блок представляє собою електромагнітне реле з нормально розімкненими контактами, яке керує кінцевим виконавчим пристроєм, також за необхідністю, налагоджувальна інформація може відображатись на семисегментному індикаторі [5]. Блок схема пристрою наведена на рис. 1.

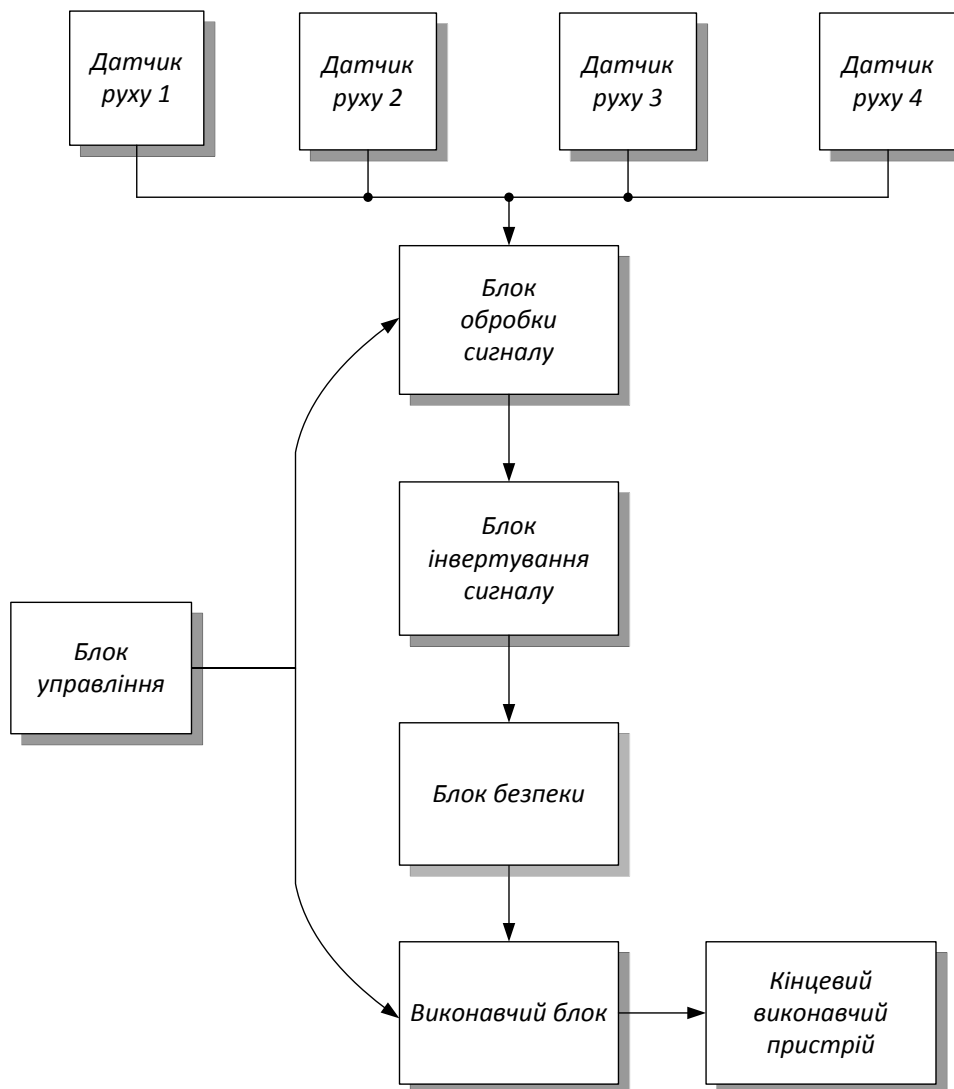


Рис. 1. Блок схема пристрою

При відсутності сигналу хоча б з одного датчика руху на виході мікросхеми DD1, присутній рівень логічної одиниці, на виході блоку інвертування сигналу – логічний нуль, який порівнюється блоком безпеки відносно до встановленого логічного рівня блоку безпеки: розімкнено - 1 (система ввімкнена), замкнено – 0 (запобіжник), електронний ключ на транзисторі вимкнено.

При спрацюванні одночасно усіх чотирьох датчиків руху на виході блоку обробки сигналу з'являється рівень логічного нуля, на виході блоку інвертування - логічна одиниця, яка порівнюється з логічним рівнем блоку безпеки. При ввімкненому запобіжнику електронний ключ так само не буде працювати, при вимкненому – ключ відкриває електромагнітне реле, контакти якого замикаються і передають відповідний сигнал на кінцевий виконавчий пристрій [6].

Отримані результати в процесі моделювання повністю співпадають з теоретичним обґрунтуванням алгоритму роботи та розрахунку відсутності хибних спрацювань. Моделювання та проектування було проведено з використанням методик, описаних у джерелах [7, 8].

Висновки

Встановлено, що запропонований підхід дозволяє підвищити загальну стійкість системи від хибних спрацювань, та дозволяє виявляти групи осіб вище певної кількості. На основі досліджень була розроблена повна структурна схема, схема електрична принципова, печатна плата, та діючий експериментальний пристрій.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Jaeseok Yun and Sang-Shin Lee, Human Movement Detection and Idengification Using Pyroelectric Infrared Sensors, Sensors (Basel), 2014 May, no. 14(5), pp. 8057–8081, doi: 10.3390/s140508057.
2. Advanced Motion Detector Using PIR Sensors Reference Design For False Trigger Avoidance, TI Designs: TIDA-01069, 36 p. February 2017.
3. Гаврілов Д.В., Кофанов В. Л., Осадчук О.В. Проектування цифрових пристроїв на основі САПР Quartus II: Практикум. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2009. – 164 с.
4. Drew Porter and Stephen Smith, Let's get physical: breaking home security systems and bypassing buildings controls, Black hat USA-2013, 27 juli – 1 august, 2013, Las Vegas.
5. Басич Б.В., Гаврілов Д.В., Белов О.Е., Ситай Ю.В. Дешифратор семисегментного коду в унітарний. Пат. 108579 Україна, МКИ H03M 13/00, H03M 7/00. №u201600023; Заявл. 04.01.2016; Опубл. 25.07.2016, Бюл.№ 14/2016. – 5 с.
6. Filinyuk, N.A. and Gavrilov, D.V. Parameters determination of physical equivalent circuit of Schottky dual-gate MESFET. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Radioelektronika. 2004. vol. 47, n. 11, pp. 71-75.
7. Гаврілов Д. В. Осадчук О. В., Звягін О. С. Основи комп'ютерного проектування та моделювання РЕА. Частина 1 : лабораторний практикум / Д. В. Гаврілов, О. В. Осадчук, О. С. Звягін. - Вінниця : ВНТУ, 2015. – 99 с.
8. Гаврілов Д. В., Звягін О. С., Осадчук О. В., Савицький А. Ю. Основи комп'ютерного проектування та моделювання РЕА. Частина 2 : лабораторний практикум / Д. В. Гаврілов, О. С. Звягін, О. В. Осадчук, А. Ю. Савицький. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 104 с.

Гаврілов Дмитро Володимирович — канд. техн. наук, доцент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: havrilov@vntu.edu.ua

Поворознюк Роман Васильович — студент групи РТ-166, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: rumata6456@ukr.net

Havrilov Dmytro — Cand. Sc. (Eng), Associate Professor of the Department of Radio-Frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: havrilov@vntu.edu.ua

Povorozniuk Roman — student of the faculty of infocommunications, radioelectronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: rumata6456@ukr.net

ФЛУКТУАЦІЙНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ RC-АВТОГЕНЕРАТОРІВ

Вінницький національний технічний університет.

Анотація

За допомогою методу комплексного аналізу режимних і флуктуаційних характеристик досліджений RC-автогенератор з режекторним фільтром у колі негативного зворотного зв'язку. Визначена залежність спектральної щільності фазових і амплітудних шумів автогенератора від частоти розладнання. Проаналізовано внески в загальний рівень шумів джерел адитивних шумів кіл зворотного зв'язку та активного приладу у вигляді біполярного транзистора.

Ключові слова: RC-автогенератори, флуктуаційні характеристики, режекторний фільтр, спектральна щільність потужності, негативний зворотний зв'язок.

Abstract

By means of the complex analysis method of performance and fluctuation characteristics RC-oscillators with the rejection filter in the negative feed-back circuit is investigated. The dependence of spectral density of phase and amplitude noises of oscillator on detuning frequency is certain. Contributions to the general noise level of addition noise sources of feedback circuit and the active device in the form of the bipolar transistor are analyzed.

Keywords: RC-oscillator, fluctuation characteristics, rejection filter, spectral power density, negative feed-back.

Вступ

RC-автогенератори гармонічних коливань відомі з початку 30-х років минулого сторіччя й дотепер досить широко використовуються в радіотехніці. Не маючи у своєму складі коливального контуру, такі генератори, проте, дозволяють формувати коливання, близькі до гармонічних, без використання індуктивних компонентів. У наш час RC-автогенератори активно застосовуються в різних радіотехнічних пристроях. За останні 15 років, у зв'язку з активним розвитком інтегральних технологій, зокрема, при виготовленні сенсорів, мікроконтролерів і приладів медичної техніки, до складу яких незмінно входять RC-автогенератори, їх дослідження знову набуло актуальності.

Спектр генеруємих частот, сучасних RC-автогенераторів варіюються від одиниць кГц до одиниць і сотень МГц. Багато з них вимагають широкої перебудови частоти. Досить часто відзначається необхідність дослідження стабільності частоти RC-автогенераторів і їх фазових шумів. Враховуючи сучасні тенденції до вдосконалення RC-автогенераторів в даній роботі будуть проаналізовані флуктуаційні характеристики двохкільцевого RC-генератора з режекторним фільтром (РФ), у вигляді подвійного Т-мосту, в колі негативного зворотного зв'язку (НЗЗ).

Основна частина

Звичайно НЗЗ, що практично застосовується у вибіркових підсилювачах, повинен діяти у всьому робочому діапазоні частот, крім резонансної f_0 (названою квазірезонансною), де коефіцієнт підсилення підсилювача з ЗЗ дорівнює коефіцієнту посилення без ЗЗ. Для частот, розташованих вище й нижче частоти f_0 , коефіцієнт підсилення підсилювача з ЗЗ буде менше коефіцієнта підсилення підсилювача без ЗЗ. У цьому випадку відбувається придушення посилення на всіх частотах, крім квазірезонансної. Така властивість притаманна мостам, що містять активні й реактивні опори. Найбільш розповсюджена схема мосту із двох Т-образних ланок, з'єднаних паралельно. Подвійна Т-образна схема має нульову провідність на деякій частоті при певному співвідношенні їх параметрів. Ця властивість використовується для побудови схем фільтрів, вибіркових підсилювачів і т.д..

Схема розглянутого в роботі RC-автогенератора зображена на рис.1а. Він побудований на лінійному підсилювачі, моделлю якого є «перетворювач напруги в напругу» (ПНН). У розглянутій моделі передбачається, що ПНН має не залежний від частоти коефіцієнт підсилення $K_U > 0$, причому зв'язок між його вхідними напругами $u_{ВП}(t)$ і $u_{ВО}(t)$ і вихідним $u(t)$ описується рівнянням [1] :

$$u(t) = K_U (u_{BP}(t) - u_{BO}(t)). \quad (1)$$

Для аналізу флуктуаційних характеристик його модель доповнена джерелами власних шумів підсилювачів і кола ЗЗ [2]. Для пасивного лінійного чотириполюсника ЗЗ з ідеальним джерелом напруги на його вході, напруга внесених їм природніх шумів може бути описана джерелом шумової напруги КЗЗ через Т-міст $u_{uT}(t)$ включеним на виході цього КЗЗ і джерелом теплового шуму вихідного опору кола ПЗЗ $u_{uПЗЗ}(t)$.

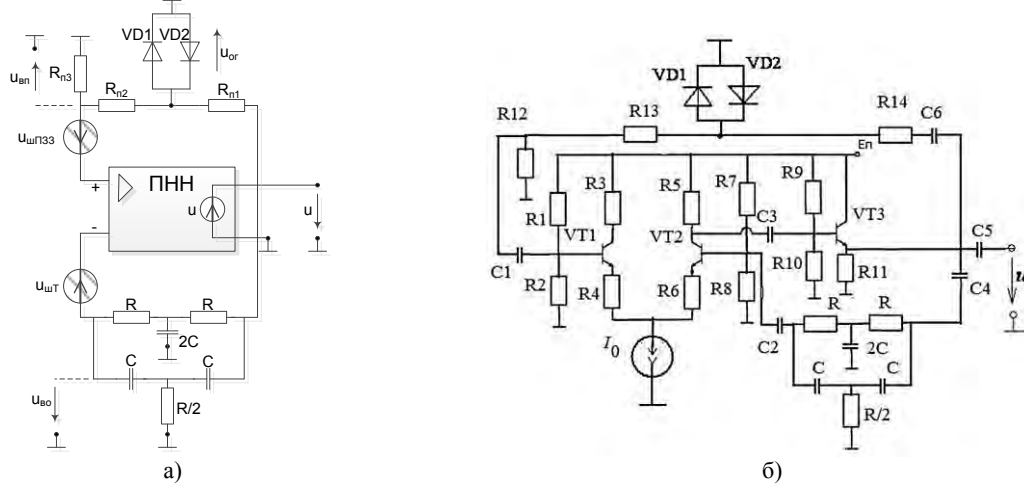


Рис. 1 – Модель розглянутого RC-автогенератора із джерелами шумів КЗЗ (а); електрична схема RC-автогенератора із РФ у колі НЗЗ (б)

Для більшості RC-автогенераторів внесок теплових шумів КЗЗ в загальний рівень фазових і амплітудних флуктуацій домінує тому обмежимося в даній роботі аналізом флуктуацій, викликаних тільки цими шумами. Спектральні щільності потужності (СЩП) цих шумів визначаються наступними формулами [3, 4]

$$S_{uT}(f_3) = 4k_B T \operatorname{Re}[Z_{вихТТ}(j2\pi f)], \quad S_{uПЗЗ}(f_3) = 4k_B T \operatorname{Re}[Z_{вихПЗЗ}(j2\pi f)]. \quad (2)$$

де k_B – постійна Больцмана; T – абсолютна температура; $Z_{вихТТ}(j2\pi f)$, $Z_{вихПЗЗ}(j2\pi f)$ – комплексні вихідні опори Т-мосту й кола ПЗЗ при короткому замиканні на входах цих кіл.

Залежність комплексного вихідного опору Т-мосту від кутової частоти має вигляд:

$$Z_{вихТ}(j\omega) = 2R \frac{1 + j\omega T_m}{1 + 4(j\omega T_m) + 16(\omega T_m)^2} \Rightarrow \operatorname{Re}[Z_{вихТ}(j\omega)] = 2R \frac{1 + 3(\omega T_m)^2}{[1 + (\omega T_m)^2]^2 + 16(\omega T_m)^2} \quad (3)$$

На частоті автоколивань $\omega_3 = 1/T_m$: $\operatorname{Re}[Z_{вихТ}(j\omega_3)] = \frac{R}{2}$.

При зміні частоти аналізу на $\pm 10\%$ в околиці частоти автоколивань опір, а отже й СЩП, змінюється не більше ніж на $\pm 10\%$. Тому при аналізі впливу шуму Т-мосту на роботу розглянутого RC-автогенератора для СЩП цього шуму із прийнятною точністю можливо використовувати рівняння:

$$S_{uT}(f_3) = 4k_B T^\circ \frac{R}{2}. \quad (4)$$

Рівняння для СЩП шуму вихідного опору кола ПЗЗ:

$$S_{uПЗЗ}(f_3) = 4k_B T^\circ R_{n3}. \quad (5)$$

Враховуючи (4), (5) та використовуючи теорію лінійних перетворень стаціонарних випадкових процесів можливо отримати наступні рівняння для СЩП флуктуацій фази й відносних флуктуацій амплітуди автоколивань [3, 5]:

$$S_\phi(f) = \frac{\Phi^2 k_{33}^{-2}}{(2\pi f T)^2} \cdot \frac{8k_B T^\circ [0,5R + R_{n3}]}{U_0^2}, \quad (6)$$

$$S_m(f) = \frac{\Phi^2 k_{33}^{-2}}{(2\pi f T)^2 + [1 - \Phi h(U_0)]^2} \cdot \frac{8k_B T^\circ [0,5R + R_{n3}]}{U_0^2}. \quad (7)$$

Після вибору параметрів схеми RC- автогенератора (рис. 1б) і розрахунків стаціонарного режиму СЦП його фазових і амплітудних флуктуацій легко розраховуються. У схемі в якості ПНН використовується диференціальний підсилювач на біполярному транзисторі.

Отримаємо кількісні оцінки СЦП фазових і амплітудних шумів. Результат дослідження представлено у вигляді графіку залежності амплітудних і фазових шумів розглянутого АГ від частоти розладнання від несучої на рис. 3. Умови розрахунку: робочі частоти $f_s = 1 \text{ МГц}$, амплітуда напруги $U_0 = 1 \text{ В}$, запас по самозбудженню $\Phi = 1.5$.

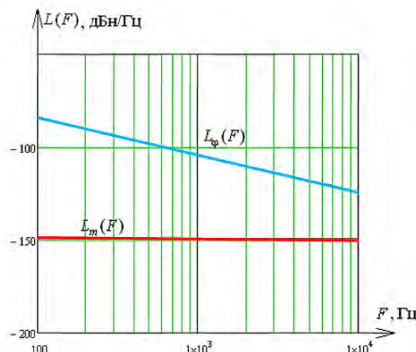


Рис. 2 – Залежність СЦП фазових і амплітудних шумів АГ від частоти розладнання

Висновки

За допомогою розглянутого методу досліджений RC-автогенератор з режекторним фільтром у колі НЗЗ лінійного підсилювача з обмежувачем у колі ПЗЗ. Визначені внески в загальний рівень СЦП фазових шумів RC- автогенераторів джерел адитивних шумів кіл ЗЗ та активного приладу у вигляді біполярного транзистора. Даний тип автогенераторів, в порівнянні з іншими варіантами схем, при однакових вихідних амплітудах, має менший рівень нелінійних викривлень і на 5 дБн/Гц більш низький рівень фазових шумів [2]. Результати даного дослідження можуть використовуватися при проведенні інженерних розрахунків RC-автогенераторів із прийнятною для практики точністю.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Бондаренко В.Г. RC генераторы синусоидальных колебаний // Москва, Связь, 1976, 208 с.
2. Кулешов В.Н., Болдырева Т.И., Дроздова Е.В. Исследование режимных и шумовых характеристик RC- автогенераторов гармонических колебаний методом укороченных символических уравнений С.И. Евтянова // Вестник МЭИ. 2013. № 5.
3. Жалуд В., Кулешов В.Н. Шумы в полупроводниковых устройствах // Москва, Сов. радио, 1977, 416 с.
4. Leeson D.B. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum // Proc. IEEE, 1966, N.2., pp. 329-332.
5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники, т.1 // Москва, Сов. радио, 1969, 656 с.

Воловик Андрій Юрійович – канд. техн. наук, доцент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Червак Оксана Петрівна – провідний інженер кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: oksana_chervak@ukr.net

Шутило Микола Артемович – провідний інженер кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Квас Сергій Леонідович – студент групи ТКР-17м факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: gamelskvas@gmail.com.

Volovyk Andrii U. – Ph.D. (Eng), Associate Professor of Radio engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Chervak Oksana. P. – Senior Engineer of Radio engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: oksana_chervak@ukr.net

Shutilo Mikola. A. – Senior Engineer of Radio engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Kvas Sergey L. – student of the TKP-17m group, Department of Infocommunication, Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: gamelskvas@gmail.com.

ФОРМУВАННЯ РІЗНИЦЕВОГО СИГНАЛУ СПОСТЕРІГАЧЕМ ЛЮЄНБЕРГЕРА

Вінницький національний технічний університет.

Анотація

У рамках сучасної модельно-орієнтованої концепції, запропонована структура формувача різницевого сигналу на основі спостерігача Люєнбергера, який не залежить від обраного режиму роботи системи. Визначений мінімальний порядок такого формувача.

Ключові слова: динамічна система, система технічної діагностики, різницевий сигнал, спостерігач Люєнбергера.

Abstract

Within the modern model oriented concept, the structure of the difference signal shaper on the observer Lyuenberger basis who does not depend on the chosen system operating mode is offered. The minimum order of such shaper is defined.

Keywords: dynamic system, technical diagnostics system, differential signal, Lyuenberger observer.

Вступ

Принциповою відмінністю методів синтезу функціонально стійких, модельно-орієнтованих систем вважається те, що вони спрямовані не на зменшення кількості несправностей і відмов в окремих підсистемах контрольованого об'єкту, а на забезпечення виконання життєво важливих функцій, коли порушення працездатності вже відбулися [1].

Однією з найважливіших завдань модельно-орієнтованої функціональної діагностики є формування відповідного різницевого сигналу чутливого до несправностей, але інваріантного стосовно збурювань, помилок моделювання, впливу навколишнього середовища, впливу перешкод і різноманітних шумів. Процедуру формування такого сигналу слід інтерпретувати як завдання обробки сигналів. Якщо ця процедура оптимальна, то добування інформації про час, місце, і причину появи несправності відбувається з мінімальними втратами. До теперішнього часу відомо досить велика кількість різноманітних методів формування різницевого сигналу, стійкого в зазначеному змісті [2]. У переважній більшості, вони засновані на математичних моделях контрольованих процесів і систем, які використовуються в сучасній теорії автоматичного керування. В даній роботі розглянутий формувач різницевого сигналу заснований на спостерігачах станів.

Основна частина

Зазначені методи використовують для оцінювання виходів системи результати вимірів проведених на діючому об'єкті, математична модель якого представляється співвідношеннями [3]

$$\begin{cases} x'(t) = Ax(t) + Bu(t) + R_1(t)f(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) + R_2(t)f(t). \end{cases} \quad (1)$$

Якщо завдання сформульоване в детермінованій постановці, то це – функціональні спостерігачі Люєнбергера, а для стохастичного варіанта завдання це – фільтр Калмана [3, 4]. На практиці, звичайно, застосовуються функціональні спостерігачі, порядок яких менше порядку контрольованого об'єкта, тобто пристрій оцінювання є квазіоптимальним. Для цього можна скористатися функціональним спостерігачем Люєнбергера, канонічна структура якого описується наступними рівняннями

$$\begin{cases} z'(t) = Fz(t) + Ky(t) + Ju(t) \\ w(t) = Gz(t) + Ry(t) + Su(t), \end{cases} \quad (2)$$

де $z(t) \in R^q$ і є вектором стану функціонального спостерігача, а F, K, J, G, R, S системні матриці, відповідної розмірності.

Алгоритм формування різницевого сигналу спостерігачем Люєнбергера (рис.1) описується наступною парою рівнянь:

$$\begin{cases} z'(t) = \mathbf{F}z(t) + \mathbf{K}y(t) + \mathbf{J}u(t) \\ r(t) = \mathbf{L}_1z(t) + \mathbf{L}_2y(t) + \mathbf{L}_3u(t), \end{cases} \quad (3)$$

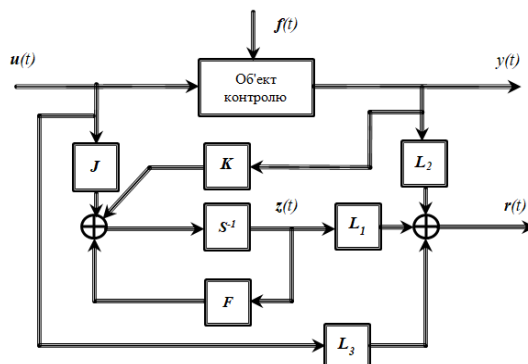


Рисунок 1. – Формування різницевого сигналу спостерігачем Люєнбергера

У найпростішому випадку можна використовувати в якості формувача різницевого сигналу спостерігач повного порядку, тобто розмірність спостерігача дорівнює розмірності вектора стану. При цьому виходять наступні спрощення:

$$\begin{cases} \mathbf{T} = \mathbf{I} \\ \mathbf{F} = \mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C} \\ \mathbf{J} = \mathbf{B} - \mathbf{K}\mathbf{D} \end{cases} \quad \begin{cases} \mathbf{L}_1 = \mathbf{Q}\mathbf{C} \\ \mathbf{L}_2 = -\mathbf{Q} \\ \mathbf{L}_3 = \mathbf{Q}\mathbf{D} \end{cases} \quad (4)$$

Матричні передатні функції для формувача різницевого сигналу, заснованого на спостереженні повного порядку, будуть такими

$$\begin{cases} \mathbf{H}_y(s) = \mathbf{Q} \left\{ \mathbf{C} [\mathbf{sI} - (\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C})]^{-1} \mathbf{K} - \mathbf{I} \right\} \\ \mathbf{H}_u(s) = \mathbf{Q} \left\{ \mathbf{C} [\mathbf{sI} - (\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C})]^{-1} (\mathbf{B} - \mathbf{K}\mathbf{D}) + \mathbf{D} \right\}. \end{cases} \quad (5)$$

Мінімальний порядок функціонального спостерігача q_0 задовольняє нерівності $q_0 \leq \mu - l$, де μ є індексом спостережності системи, який визначається як мінімальне число, що задовольняє умові [4]

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

Для спостережуваних систем цей індекс лежить у межах

$$\frac{n}{m} \leq \mu \leq n - m + 1.$$

Вищезгадана нерівність визначає тільки мінімально можливий порядок функціонального спостерігача. На практиці, порядок функціонального спостерігача вибирається більшим, ніж мінімально можливий. Це обумовлене тим, що для цілей функціональної діагностики необхідне задоволення ще додаткових умов, пов'язаних із забезпеченням чутливості різницевого сигналу до несправностей.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Воловик А.Ю. Напрямки розвитку методів синтезу функціонально стійких радіотехнічних систем. в Матеріали конференції «XLVI Науково-технічна конференція підрозділів Вінницького національного технічного університету (2017)», Вінниця, 2017. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/all-frtsp/index/pages/view/zbirn2017> Дата звернення: лютий 2019
2. А.Ю. Воловик Структура формувача різницевого сигналу модельно орієнтованих систем діагностики / А.Ю. Воловик, О.П. Червак, М.А. Шутило. Матеріали VI Міжнародної науково-технічної конференції СІПТІ-2017 Вінниця 2017.
3. Patton, R. J., Frank, P. M. and Clark, R. N. (eds) (1989). Fault Diagnosis in Dynamic Systems, Theory and Application, Control Engineering Series, Prentice Hall, New York.
4. Himmelblau, D. M. (1986). Fault detection and diagnosis - today and tomorrow, Proc. IFAC Workshop on Fault Detection and Safety in Chemical Plants, Kyoto, Japan, pp. 95-105.1.

Воловик Андрій Юрійович — канд. техн. наук, доцент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Volovyk Andrii U. — Ph.D. (Eng), Associate Professor of Radio engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

ДОСЛІДЖЕННЯ ХАОТИЧНОЇ ДИНАМІКИ КОЛИВАНЬ НАПРУГИ ГЕНЕРАТОРА ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ ЗА СХЕМОЮ КОЛПІТЦА

¹Вінницький національний технічний університет

Анотація

Досліджено динаміку коливань напруги генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца з симетричним живленням. Побудовано дослідний зразок і отримано результати експериментальних досліджень засобами віртуальної лабораторії NI Multisim 10.1. Отримані осцилограми та амплітудно-частотні спектри коливань генерованої хаотичної напруги та фазовий портрет генератора.

Ключові слова: детермінований хаос, генератор Колпітца, математична модель, фазовий портрет.

Abstract

The dynamics of voltage oscillations of the deterministic chaos oscillator based on a Colpitts scheme with symmetric power supply is investigated. A prototype was constructed and experimental research results obtained using virtual laboratory NI Multisim 10.1. Obtained oscillograms and amplitude-frequency oscillation spectra of generated chaotic voltage and phase portrait of the oscillator.

Keywords: deterministic chaos, Colpitts oscillator, mathematical model, phase portrait.

Вступ

Сучасним напрямком в інфокомунікаційних системах є практичне застосування генераторів детермінованого для підвищення завадостійкості та конфіденційності повідомлень [1, 2]. Найбільшого поширення на практиці отримав генератор детермінованого хаосу за схемою Колпітца [3, 4].

Метою роботи є дослідження динамічних процесів у генераторі детермінованого хаосу за схемою Колпітца з симетричним живленням.

Результати дослідження

Електрична схема генератора Колпітца в програмі NI Multisim 10.1 наведена на рис. 1, а [5].

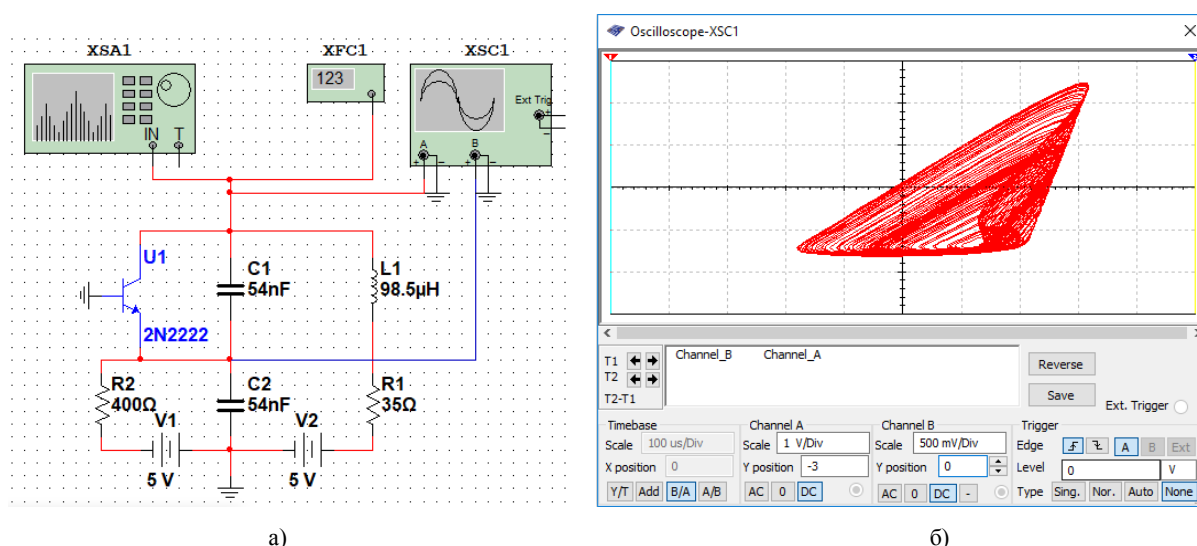


Рис. 1. Електрична схема генератора детермінованого хаосу Колпітца в програмі National Instruments Multisim 10.1 з підключеним вимірювальним обладнанням (а) та експериментально отриманий його фазовий портрет (б)

Основна частота генерованого сигналу визначається параметрами реактивних елементів схеми на рис.1,а [6]

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (1)$$

Скорочена система рівнянь Кірхгофа для схеми генератора Колпітца із симетричним живленням має вигляд [6, 7]:

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV_{CE}}{dt} = I_L - I_C, \\ C_2 \frac{dV_{BE}}{dt} = -\left(\frac{V_E + V_{BE}}{R_E} + I_L + I_B \right), \\ L \frac{dI_L}{dt} = V_C - V_{CE} + V_{BE} - I_L R_L, \end{cases} \quad (2)$$

де V_{CE}, V_{BE} – напруги колектор-емітер і база-емітер; I_L, I_C, I_B – струми індуктивності, колектора і бази біполярного транзистора.

У режимі великого сигналу модель біполярного транзистора зводять до вигляду [6, 7]:

$$I_C = \beta I_B, \quad I_B = \begin{cases} 0, & \text{якщо } V_{BE} \leq V_0, \\ (V_{BE} - V_0)/R_1, & \text{якщо } V_{BE} > V_0, \end{cases} \quad (3)$$

де V_0 – порогова напруга емітерного р-п переходу; R_1 – опір емітерного р-п переходу в режимі малого сигналу; β – коефіцієнт підсилення біполярного транзистора по струму.

Математична модель одностранісного генератора Колпітца із симетричним живленням у фізичних змінних (не нормованих) має вигляд [6, 7]

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{C_{1екв}} x_3 - \frac{\beta}{C_{1екв}} h(x_2), \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{C_{2екв} R_E} x_2 - \frac{V_E}{R_E C_{2екв}} - \frac{1}{C_{2екв}} x_3 - \frac{1}{C_{2екв}} h(x_2), \\ \frac{dx_3}{dt} = \frac{V_K}{L} - \frac{1}{L} x_1 + \frac{1}{L} x_2 - \frac{R_L}{L} x_3, \end{cases} \quad (4)$$

де $V_{CE} = x_1$, $V_{BE} = x_2$ та $I_L = x_3$. Результати математичного моделювання наведені на рис. 2 [8].

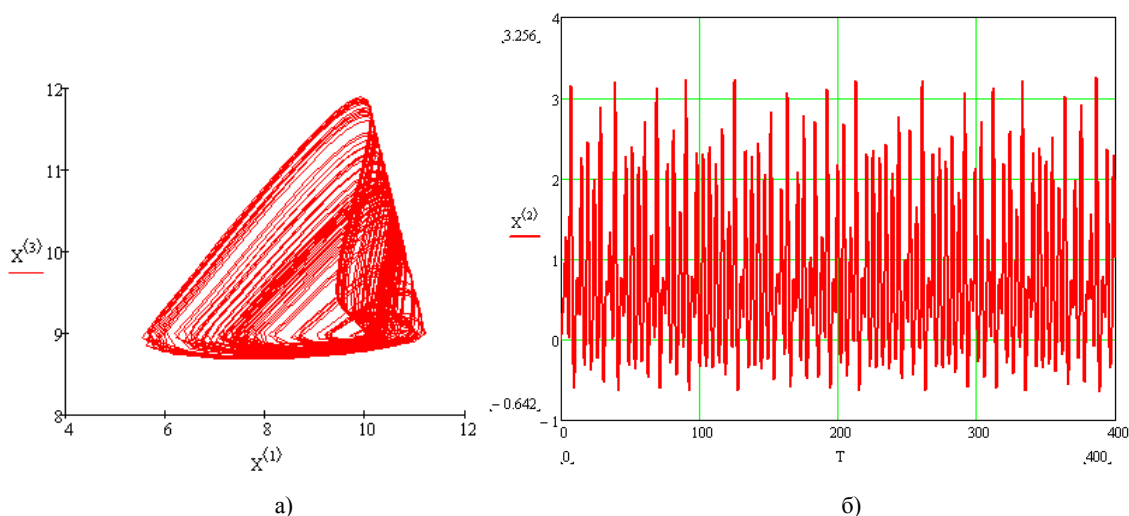


Рис. 2. Результати математичного моделювання хаотичної динаміки генератора Колпітца: фазовий портрет у площині напруг конденсаторів C1-C2 (а) та часова діаграма в нормованому часі хаотичної напруги на конденсаторі C2

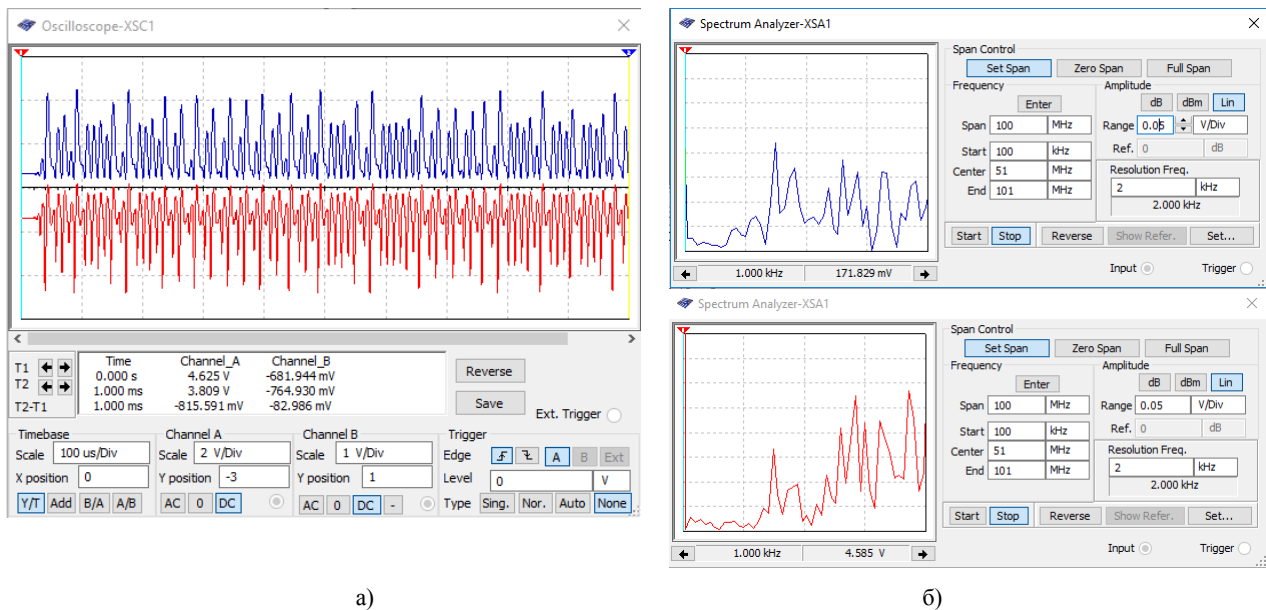


Рис. 3. Результати експериментальних досліджень вимірювальними засобами National Instruments Multisim 10.1: осцилограми генерованих хаотичних напруг на конденсаторах C1 (червоний) і C2 (синій) (а) та їх амплітудно-частотні спектри (б)

Висновки

У роботі наведено результати дослідження хаотичної динаміки генератора за схемою Колпітца з симетричним живленням: чисельного математичного моделювання та експериментального дослідження засобами віртуальної лабораторії National Instruments Multisim 10.1. Висока збіжність отриманих результатів підтверджує адекватність математичної моделі.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Дмитриев А. С., Панас А. И. Динамический хаос : Новые носители информации для систем связи. Москва: Физматлит, 2002. 251 с.
2. Залогин Н. Н., Кислов В. В. Широкополосные хаотические сигналы в радиотехнических и информационных системах. Москва: Радиотехника, 2006. 205 с.
3. Семенов А. О. Транзисторні генератори детермінованого хаосу для засобів прихованої передачі інформації. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2016. №2 (55). С. 62–67.
4. Andriy Semenov. Reviewing the Mathematical Models and Electrical Circuits of Deterministic Chaos Transistor Oscillators. *2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings*. Moscow, Russia, May 12–14, 2016. P. 1–6. DOI: [10.1109/SIBCON.2016.7491758](https://doi.org/10.1109/SIBCON.2016.7491758)
5. Кузнецов С.П. Простые электронные генераторы хаоса и их схемотехническое моделирование. *Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика*. 2018. Т. 26, № 3. С. 35–61. DOI: [10.18500/0869-6632-2018-26-3-35-61](https://doi.org/10.18500/0869-6632-2018-26-3-35-61).
6. Шахтарин Б. И., Кобылкина П. И., Сидоркина Ю. А., Кондратьев А. В., Митин С. В. Генераторы хаотических колебаний : учебн. пособие. Москва: Гелиос АРВ, 2014. 248 с.
7. M.P. Kennedy. Chaos in the Colpitts Oscillator. *IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Fundamental theory and applications*. November 1994. Vol. 11. P. 771–774.
8. Семенов А.О. Транзисторні генератори детермінованого хаосу за схемою Колпітца. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2017. №1. С. 223–232.

Семенов Андрій Олександрович — канд. техн. наук, доцент, професор кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: semenov.a.o@vntu.edu.ua

Semenov Andriy O. — Cand. Sc. (Eng), Professor of Department of Radio Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: semenov.a.o@vntu.edu.ua

СИСТЕМА ДЛЯ ОБРОБКИ ДАНИХ НА ОСНОВІ RASPBERRY PI З ПЕРЕДАЧЕЮ НА WEB-СТОРІНКУ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Роботу присвячено дослідженню та розробці системи для обробки даних, яка базується на мікрокомп'ютері Raspberry Pi із подальшим відображенням на Web-сторінці кінцевого користувача вихідних даних. Проведено попередній економічний аналіз. Обґрунтовано вибір структурної схеми пристрою. Виконано експериментальні дослідження роботи системи. Описано розробку програмного забезпечення для системи обробки даних та кінцевого інтерфейсу користувача, проаналізовано сучасні та розповсюджені задавачі для вимірювання температури, вологості та інфрачервоного випромінювання.

Ключові слова: Raspberry Pi, інтернет речей, Web, Node.js, Python, мікрокомп'ютер.

Abstract

The paper is devoted to the research and development of a data processing system based on the Raspberry Pi microcomputer, which is further reflected on the Web site of the end user of the source data. A preliminary economic analysis has been carried out. The choice of the structural scheme of the device is substantiated. Experimental researches of system work are executed. Describes software development for the data processing system and the end-user interface, analyzed modern and distributed surrenders for measuring temperature, humidity and infrared radiation.

Keywords: Raspberry Pi, internet of things, Web, Node.js, Python, microcomputer.

Вступ

Стрімке зростання числа пристроїв викликає необхідність у рішеннях, які дозволяють підключати дані пристрої до мережі, збирати, зберігати та аналізувати дані, які були отримані із даних пристроїв.

На сьогоднішній день однією із поширених концепцій технічного світу є так званий Інтернет речей (з англ. Internet of Things). Це відкриває перед розробниками електронних пристроїв нові горизонти та спрощує життя людям, які користуються сучасними пристроями. Це є концепція комп'ютерної мережі фізичних пристроїв («речей»), які обладнанні вбудованими технологіями для взаємодії один із одним або зовнішнім середовищем. Розгляд таких мереж як явище, яке здатне перебудувати економічні та суспільні процеси, виключаючи участь дії людини.

Як особа практична проблема впровадження «інтернету речей» постає необхідність забезпечення автономності засобів вимірювання. Перш за все – це проблема енергоспоживання. Знаходження ефективних рішень, які забезпечать автономне живлення сенсорів (використання фотоелементів, перетворення енергії вібрації, повітряних потоків, використання бездротової передачі енергії) дозволяє масштабувати сенсорні мережі без підвищення витрат на обслуговування (мається на увазі заміна батарейок або підзарядки акумуляторів) [1].

Спектр можливих технологій передачі даних охоплює всі можливі засоби бездротових або дротових мереж. Важливість «Інтернету речей» полягає в тому, що він робить доступними дані, які раніше до цього не можна було використовувати. Програми дозволяють проводити візуалізацію та аналізувати дані від пристроїв, виконуючи складні аналітичні операції [2].

Результати дослідження

Система збору даних (англ. Data acquisition, DAQ) — в обчисленні і аналізі сигналів перший етап обробки даних, що полягає у накопиченні та підготовці даних для подальшої обробки та інтерпретації.

Зазвичай система збору даних забезпечує перетворення в цифровий код сигналів, що надходять від багатьох датчиків та передачу їх на мікроЕОМ через систему зв'язку.

Інформативними можуть бути зміна температури, тиску, об'єму рідини і т.д. Сенсор реєструє потрібну величину, а потім, після її перетворення в електричний сигнал перетворювачем (датчиком), дані посилаються на комп'ютер або записуючий пристрій [3].

В даний час мікрокомп'ютерами часто називають вмонтовані системи (англ. Embedded system) управління (наприклад, в побутову техніку чи автомобілі) [4].

Особливості мікрокомп'ютерів, такі: мініатюрна конструкція; невисоке енергоспоживання, немає рухомих частин; невисока вартість; робота в складних; спеціалізована ОС; налаштування через персональний комп'ютер; для підключення периферії застосовуються промислові шини, такі як I²C.

До класу мініатюрних комп'ютерів загального призначення відноситься Raspberry Pi з малим енергоспоживанням. Як правило, дані пристрої базуються на архітектурі ARM, несумісній з IBM PC, за можливостями/продуктивності вони найближче до портативних пристроїв (планшетів чи смартфонів) але мають у своєму складі HDMI-відеовихід [4]. Призначення таких комп'ютерів — навчальні ПК, медіацентри, домашні сервери, керуючі комп'ютери в різних проектах.

Особливості Raspberry Pi :

- мініатюрна конструкція.
- низьке енергоспоживання, що дозволяє тримати комп'ютер постійно включеним або живити від акумулятора, також платформа ARM має набагато більш ефективне енергозбереження.
- як наслідок, пасивне охолодження, немає рухомих частин (а значить, і шуму, ризику засмічення вентиляторів, можуть працювати в запилених приміщеннях).
- низька ціна, порівняно з персональними комп'ютерами.
- легка у налаштуванні операційна система (як правило, основана на ядрі Linux).
- стандартні роз'єми для комп'ютерної периферії: USB, Secure Digital, eSATA, Ethernet, HDMI (сумісний з DVI, також є можливість підключення до VGA через спеціальні адаптери) [5].

Загальна концепція, яка використовується у системах для збору даних включає у собі централізований пристрій (хаб), який виконує наступні функції:

- опитування давачів на предмет наявності даних.
- обробка даних, згідно алгоритму, може бути фільтрація даних, сортування і т.д.
- передача даних у відповідні системи для зберігання або відображення. Це можуть бути журнали для логування, запис до середовищ зберігання даних, наприклад баз даних.
- модульність загальної системи.

Так, як плата Raspberry Pi здатна витримати вихідний струм більше 2.5 А, тому досить раціонально використати живлення безпосередньо з портів вводу/виводу плати, для того, щоб позбавитись від зовнішнього живлення для давачів. Це, в свою чергу, призведе до зменшення необхідних елементів, які необхідні для роботи системи та зменшить кінцеву собівартість. В загальному, реалізація давачів, як окремих модулів дозволяє здійснювати швидку заміни давача у разі виходу його з ладу.

Після розробки структурної схеми підключення давачів до плати Raspberry Pi, розглянемо розробку структурної схеми роботи web-сторінки, для передачі даних, які будуть отримуватись із давачів, за допомогою Raspberry Pi. Для розробки структури роботи web-сторінки для відображення даних із давачів за допомогою Raspberry Pi скористаємось стандартом web-технології клієнт-сервер. В даній реалізації клієнтом буде виступати браузер кінцевого користувача, а сервером - http сервер, який буде працювати на Raspberry Pi, за допомогою технології web-socket для реалізації відображення даних у реальному часі [6, 7].

Процесом опиту даних із давачів буде займатись програма, яка написана на мові програмування Python. Спочатку буде відбуватись зчитування вимірів кожного із давачів, потім формуватись пакет для відправки даних та сама передача даних.

На рис. 1 зображено структурну схему роботи частини клієнт-сервер на платі Raspberry Pi із використанням Node.js із описом протоку передачі даних.

Перед підключенням давачів до плати потрібно провести емуляцію роботи передачі даних на web-сервер. Це дозволить перевірити роботу web-серверу та реакцію інтерфейсу користувача на вхідні дані. Розробка програми буде проводитись на мові програмування Python.

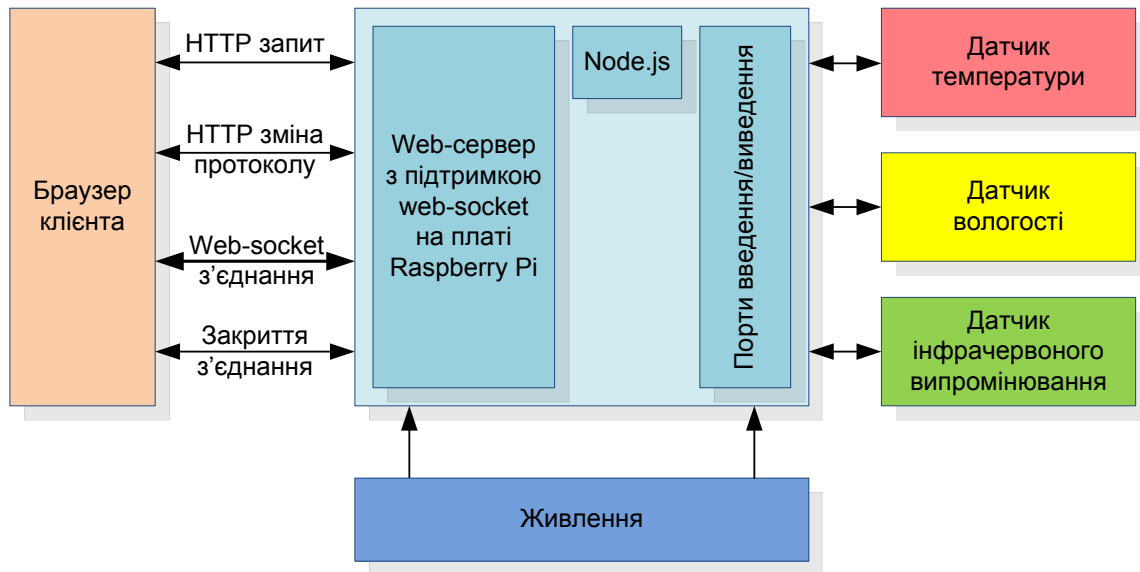


Рис.1. Структурна схема пристрою частини клієнт-сервер із використанням Node.js

Для проведення емуляції спрогнозуємо, вихідні параметри, які ми очікуємо отримати від давача температури. Припустимо, що давач температури проводить вимірювання температури і на виході зі своєї системи видає дробове числове значення. Для давача вологості припустимо, що вихідний результат буде у дробових числах, із 2 знаками після коми. Значення температури та напруги на процесорі для емуляції можна спрогнозувати як дробове.

При зчитуванні стану порту, який буде проводити емуляцію роботи із давачем інфрачервоного випромінювання, результатом буде значення стрічки, із певним змістом. Для неперервної інтеграції із роботою web-сервера, забезпечимо змінну результату роботи інфрачервоного давача.

Для проведення емуляції доцільно використати модуль мови програмування Python під назвою «gandom». За допомогою його методів можна отримати випадкове ціле або дробове число [8 - 10].

Висновки

В даній роботі було проведено розробку системи для обробки даних на основі Raspberry Pi з передачею на Web-сторінку. Для розробки було використано плату мікрокомп'ютера моделі Raspberry Pi 3 model B, як основного пристрою, за допомогою якого здійснюється збирання та обробка даних. Для відображення даних на Web-сторінці було вибрано середовище на основі мови програмування javascript під назвою node.js. Було розроблено Web-сторінку, на якій знаходиться форма, в якій відображаються дані із давачів. Були використані модулі давачів температури DS18B20, модулі виміру відносної вологості та температури DHT11 та модуль давача інфрачервоного випромінювання. Було проведено огляд протоколів давача DS18B20 під назвою 1-WIRE та протокол обміну модуля DHT11.

Основна ідея розробки показати сучасні тенденції розвитку радіоелектроніки, перехід від масивних пристроїв до систем на кристалах. Заміну передачі даних аналоговим методом на цифрові протоколи передачі даних, які мають ряд переваг. Побудовано та реалізовано алгоритм роботи системи для обробки даних. Проведено розробку програми емулятора давачів для тестування роботи системи без підключення давачів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Chanjoo Lee ; Suyun Park ; Yoonha Jung ; Youngji Lee ; Mariah Mathews, Internet of Things: Technology to Enable the Elderly [Text] // 2018 Second IEEE International Conference on Robotic Computing (IRC), 31 Jan.-2 Feb. 2018. DOI: 10.1109/IRC.2018.00075
2. Matthew Edward; Kanisius Karyono; H Meidia, Smart fridge design using NodeMCU and home server based on Raspberry Pi 3 [Text] // 2017 4th International Conference on New Media Studies (CONMEDIA), 8-10 Nov. 2017. DOI: 10.1109/CONMEDIA.2017.8266047.

3. Kuo-Hui Yeh, A Secure IoT-Based Healthcare System With Body Sensor Networks [Text] // IEEE Access, vol.4, pp. 10288 - 10299. 09 December 2016. DOI: 10.1109/ACCESS.2016.2638038.
4. Nor Azlan Othman; Muhammad Riduan Zainodin; Norhasnelly Anuar; Nor Salwa Damanhuri, Remote monitoring system development via Raspberry-Pi for small scale standalone PV plant [Text] // 2017 7th IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE), 24-26 Nov. 2017. DOI: 10.1109/ICCSCE.2017.8284435.
5. Seong Seok Choi; Jin Wook Burm; Wonjin Sung; Ju Wook Jang; Young Ju Reo, A Blockchain-based Secure IoT Control Scheme [Text] // 2018 International Conference on Advances in Computing and Communication Engineering (ICACCE), 22-23 June 2018. DOI: 10.1109/ICACCE.2018.8441717.
6. Кофанов В. Л. Лабораторний практикум з цифрових пристроїв на основі САПР Quartus II [Текст] : навчальний посібник / В. Л. Кофанов, О. В. Осадчук, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007. – 167 с.
7. Кофанов В. Л. Лабораторний практикум з дослідження цифрових пристроїв на основі САПР MAX+PLUS II [Текст] : лабораторний практикум / В. Л. Кофанов, О. В. Осадчук, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 200 с.
8. Olena Semenova; Andriy Semenov; Oleksandr Voznyak; Dmytro Mostoviy; Igor Dudatyev, The fuzzy-controller for WiMAX networks [Text] // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), 21-23 May 2015. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147214.
9. Mykhalevskiy, D. Development of a spartial method for the estimation of signal strength at the input of the 802.11 standard receiver [Text] / D. Mykhalevskiy // Easten-European Journal of Enterprise Technologies. – 2017. no.4/9 (88). pp. 29-36. DOI: 10.15587/1729-4061.2017.106925.
10. Filinyuk, N.A. and Gavrilov, D.V. Parameters determination of physical equivalent circuit of Schottky dual-gate MESFET. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Radioelektronika. 2004. vol. 47, n. 11, pp. 71-75.

Гаврілов Дмитро Володимирович — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: havrilov@vntu.edu.ua

Горбатенко Максим Сергійович — студент групи РТ-17м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: horbatenko.maksym@gmail.com

Havrilov Dmytro — Cand. Sc. (Eng), Associate Professor of the Department of Radio-Frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: havrilov@vntu.edu.ua

Horbatenko Maksym — student of the Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: horbatenko.maksym@gmail.com

МУЛЬТИКАНАЛЬНИЙ ВИМІРЮВАЧ ЧАСТОТИ НА МІКРОКОНТРОЛЕРІ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Дана робота присвячена сучасним універсальним цифровим вимірювачам частоти (частотомірам), що є інформаційно-вимірювальними системами з вбудованими мікропроцесорами для вимірювання величин частотно-фазо-часової групи, а саме: середнього значення частоти, миттєвого значення частоти, відношення частот, девіації частоти, швидкості зміни частоти, відносного відхилення частоти, періоду, девіації періоду, тривалості імпульсів, середнього значення зсуву фаз, миттєвого значення зсуву фаз і т. ін. Мультиканальні вимірювачі частоти зазвичай мають велику кількість входів, що для розробки складних систем з перетвореннями частот або з великою кількістю датчиків з частотним виходом не є раціональним, а спеціалізовані мультиканальні вимірювачі є високовартісними.

Ключові слова: цифровий вимірювач частоти, мікроконтролер, мультиканальний.

Abstract

This work is devoted to modern universal digital frequency meters, which are information-measuring systems with embedded microprocessors for the frequency-phase-time group, namely: to measure the average frequency, instantaneous frequency, frequency ratio, frequency deviation, changes speed of frequency, relative frequency deviation, period, period deviation, time interval ratio, pulse duration, mean phase shift values, instantaneous phase shift values, etc. Multichannel frequency meters usually have a large number of inputs, which is not rational for developing complex systems with frequency conversions or a large number of sensors with frequency output, and specialized multichannel meters are expensive.

Keywords: digital frequency meter, microcontroller, multichannel.

Вступ

До головних вимоги сучасних вимірювальних приладів слід віднести: високу точність, велику роздільну здатність, температурну та часову стабільність, такі прилади можуть бути виконані на базі цифрових способів обробки і представлення інформації.

Похибка аналогових вимірювальних приладів залежно від виду вимірюваної величини і класу приладу складає 1...5%, що не завжди задовольняє сучасні вимоги до точності вимірювання. Цифрова обробка інформації дозволяє одержати досить малу похибку (0,05...0,2%) та стабільність параметрів. Тому є доцільним впровадження в практику цифрових способи обробки і представлення інформації на основі сучасної елементної бази. Також в порівнянні з аналоговою, використання цифрової обробки дозволяє легко забезпечити універсальність та мультиканальність пристроїв вимірювання [1].

Результати дослідження

Слід зазначити, що використання приладу в режимі лічби імпульсів для вимірювань сигналів низької частоти, дає велику похибку і неприйнятне при вимірюваннях сигналів на низьких частотах.

Для вирішення поставленої задачі було складено структурну схему мультиканального частотоміра, що представлена на рис. 1.

Робота мікропроцесорного частотоміра, що дозволяє досліджувати періодичні процеси у широкому діапазоні буде відбуватись у наступній послідовності [2, 3].

Спочатку налаштовують прилад на режим періодоміра. Встановлюють коефіцієнт подільника частоти $K = 1$ і проводять вимірювання невідомої частоти f_x . Вимірювана частота подається на вхід аналогового компаратора. Аналоговий компаратор обраний тому, що він має досить гнучку програмну обробку інформації і розробник ПЗ може вибрати пряму програмну обробку або обробку за перериванням. За переднім фронтом імпульсу на вході аналогового компаратора запускається

таймер на лічбу імпульсів $\frac{f_0}{K}$. За наступним переднім фронтом імпульсу на вході компаратора (по закінченню періоду T_x) таймер мікроконтролера зупиняється і підраховується кількість імпульсів N_x .

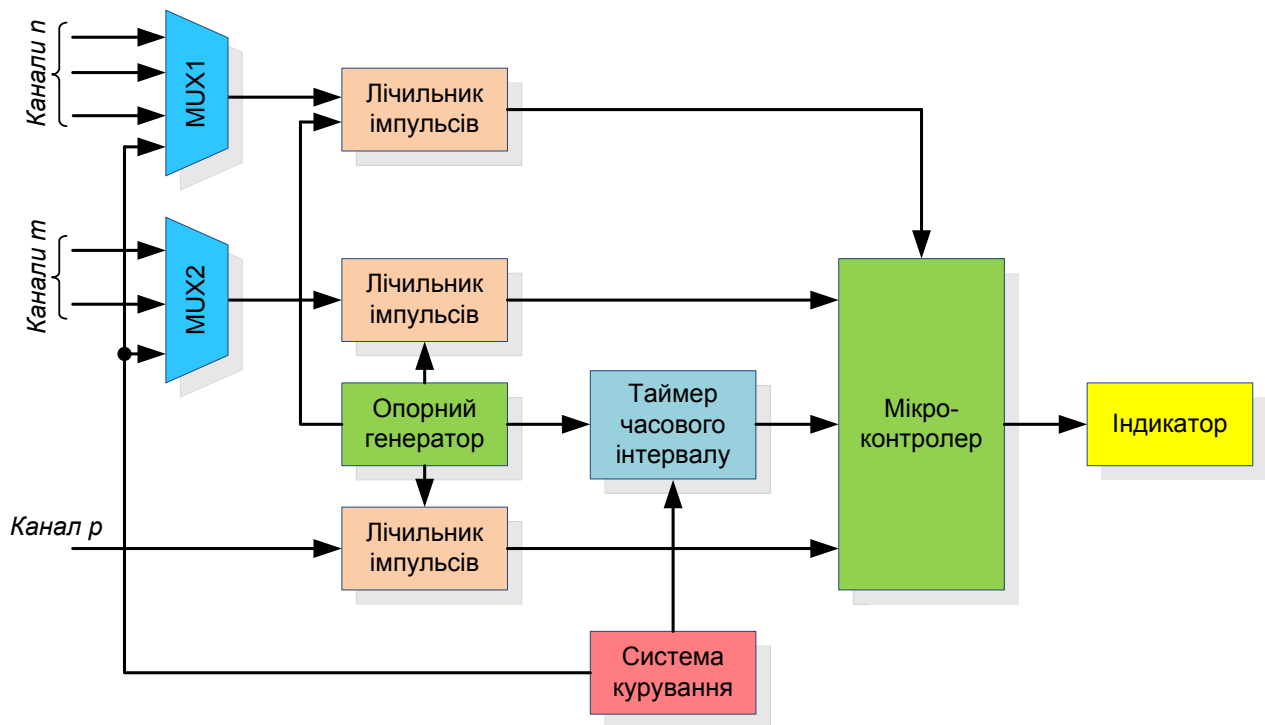


Рис. 1. Структурна схема мультиканального частотоміра

Якщо $N_x = 0$ (частота f_x недостатня для спрацювання періодоміра), то задають за допомогою таймера часовий інтервал T_0 (наприклад, $T_0 = 1$ с) і переходять в режим вимірювання частоти. Частоту обчислюють за формулою

$$f_x = \frac{N_x}{T_0}, \quad (1)$$

Якщо $N_x \neq 0$, то перевіряють переповнення таймера мікроконтролера. При невиконанні цієї умови обчислюють частоту, інакше збільшують коефіцієнт подільника частоти на ΔK і повертаються до вимірювання періоду. Частоту обчислюють за формулою (2)

$$f_x = \frac{f_0}{N_x \cdot K}. \quad (2)$$

У момент появи першого імпульсу запускається таймер на підрахунок імпульсів $\frac{f_0}{K}$. Підрахунок проходить до моменту появи переднього фронту кінцевого імпульсу. При цьому робота таймера зупиняється і підраховується кількість імпульсів N_x . Кількість імпульсів усереднюється за проміжок часу [1, 2]

$$T_e = n \cdot f_x. \quad (3)$$

Оскільки тільки компілятора не достатньо для проведення повного моделювання вимірювача частоти на мікроконтролері, за рахунок неможливості під'єднання зовнішніх пристроїв, виберемо САПР, яка включає в себе потрібні можливості, тобто моделювання роботи програми мікроконтролера та можливість підключення до нього зовнішніх пристроїв. Повністю цим умовам задовольняє САПР Proteus Design Suite [4, 5].

Під час моделювання на входи мікроконтролера подається сигнал з генераторів прямокутних імпульсів з різними частотами. Процес вимірювання вхідних частот починається після натискання кнопки, а результати виводяться на пристрій індикації, яким в даному випадку є символічний екран, або може бути семисегментний індикатор, в залежності від технічного завдання. Після натискання кнопки запуску, спрацьовують переривання по зовнішній дії і вмикається таймер інтервалу часу та активні лічильники імпульсів. Після завершення першого інтервалу часу на пристрої індикації з'являються результати [6 - 8].

Отримані результати в процесі моделювання повністю співпадають з теоретичним обґрунтуванням алгоритмів роботи та розрахунку похибок.

Висновки

В даній роботі був проведений огляд сучасних цифрових методів визначення частоти. На основі оглянутих методів був розроблений комбінований метод, розроблена його повна структурна схема, схема електрична принципова та програма для мікроконтролера. Представлені основні алгоритми забезпечили повноцінне функціонування мікроконтролера та системи на його основі. Цифровому методу властива похибка дискретизації, межа якої дорівнює періоду повторення лічильних імпульсів, що заповнюють інтервал. Мінімальне значення періоду повторення визначається швидкістю лічильників і для приладів, що випускаються промисловістю складає 1... 5 нс [1]. Гранична відносна похибка дискретизації обернено пропорційна числу імпульсів, що заповнюють часовий інтервал.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Ananjan Basu, An Introduction to Microwave Measurements [Text] / Ananjan Basu. – CRC Press, 1st ed., 2014. – 310 p. – ISBN 978-1482214352.
2. Muhammad Ali Mazidi, Freescale ARM Cortex-M Embedded Programming / Muhammad Ali Mazidi, Sarmad Naimi, Sepehr Naimi, Shujen Chen. – MicroDigitalEd, 2nd ed., 2016. – 336 p. – ISBN 978-0997925982.
3. Martin P. Bates, Programming Microcontrollers in C: with Interactive Hardware Simulation [Text] / Martin P. Bates. – Newnes, 1st ed., 2008. – 304 p. – ISBN 978-0750689601.
4. Кофанов В. Л. Проектування цифрових пристроїв на основі САПР Quartus II [Текст] : практикум для студ. напряму підготовки "Радіотехніка" всіх спец. / В. Л. Кофанов, Д. В. Гаврілов, О. В. Осадчук ; Вінницький національний технічний ун-т. - Вінниця : ВНТУ, 2009. – 164 с.
5. Кофанов В. Л. Лабораторний практикум з дослідження цифрових пристроїв на основі САПР MAX+PLUS II [Текст] : лабораторний практикум / В. Л. Кофанов, О. В. Осадчук, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 200 с.
6. Уэйкери Д.Ф., Проектирование цифровых устройств [Текст] : у 2 т. Т. 1. / Джон Ф Уэйкери. – М.: Постмаркет, – 2002. – 544 с. – ISBN 5-901095-12-X.
7. Yosyp Y. Bilynsky, Oksana S. Horodetska, Mykola V. Hladyshevskiy, Dmitro V. Mykhalevskiy, Žaklin M. Grądz, Gali Duskazaev, Experimental investigations of the amplitude-frequency meter of the velocity flowing environment [Text] // Proceedings Volume 10808, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2018; 1080869 (2018). DOI: 10.1117/12.2501614.
8. Filinyuk, N.A. and Gavrilov, D.V. Parameters determination of physical equivalent circuit of Schottky dual-gate MESFET. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Radioelektronika. 2004. vol. 47, n. 11, pp. 71-75.

Гаврілов Дмитро Володимирович — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: havrilov@vntu.edu.ua

Лановенко Вадим Васильович — студент групи РТ-17м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: lanovenko.vadim@gmail.com

Havrilov Dmytro — Cand. Sc. (Eng), Associate Professor of the Department of Radio-Frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: havrilov@vntu.edu.ua

Lanovenko Vadym — student of the Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: lanovenko.vadim@gmail.com

МІКРОПРОЦЕСОРНИЙ БЕЗКОНТАКТНИЙ ТАХОМЕТР

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Метою даної роботи є аналіз існуючих методик проектування безконтактних тахометрів, на основі мікропроцесори, а також розробка даного пристрою за однією з методик. Дані пристрої знаходять широке застосування в різних галузях сучасного виробництва. Вони можуть виступати окремими завершеними виробами, або функціональними вузлами інших пристроїв. Важливим елементом вимірювального кола кутової швидкості є тахометричний перетворювач. В сучасних вимірюваннях, в основному використовуються два види тахометричних перетворювачів - частотні та амплітудні, інформативними параметрами вихідного сигналу яких є, відповідно, частота (період) та амплітуда.

Ключові слова: тахометр, мікроконтролер, вимірювання кутової швидкості.

Abstract

The purpose of this work is to analyze existing methods of designing contactless tachometers, based on microprocessors, as well as the development of this device in one of the techniques. These devices are widely used in various industries of modern production. They can be used as separate completed products, or functional nodes of other devices. An important element of the measuring range of the angular velocity is a tachometric converter. In modern measurements, two types of tachometric transducers are used mainly - frequency and amplitude, informative parameters of the output signal which are, respectively, the frequency (period) and amplitude.

Keywords: tachometer, microcontroller, angular velocity measurements.

Вступ

Високоточний контроль та вимірювання кутової швидкості має велике значення не тільки при випробуваннях електричних машин (ЕМ), а в багатьох випадках і під час їх роботи. Це стосується систем точних приводів, систем автоматики, у яких ЕМ є складовими компонентами, систем, у яких відбувається керування електроприводами.

Специфічною особливістю тахометрії є вимога високої точності вимірювання: в більшості випадків вимірювання швидкостей повинні виконуватись з точністю на один-два порядку вище, ніж вимірювання інших параметрів руху. В останній час ця вимога накладається ще на динамічний режим роботи тахометра, обумовлюючи ще одну вимогу - високу швидкодію. [1].

Результати дослідження

Нині найточнішими вважаються дискретні методи вимірювання кутової швидкості. Вони ґрунтуються на квантуванні сигналів за рівнем та дискретизації у часі [1].

Для більшості електродвигунів, які працюють у різноманітних пристроях автоматики, системах точних електроприводів, різноманітних побутових пристроях, динамічний режим є основним режимом їх роботи. Велике значення, особливо для апаратури відео та звукозапису, систем автоматики, має високоточне вимірювання відхилень кутової швидкості електродвигуна від номінального значення.

Широке застосування математичних моделей електродвигунів обумовлює необхідність перевірки їх адекватності. Це краще за все робити шляхом порівняння розрахункової динамічної характеристики з експериментальною.

В останній час з'явилося багато наукових праць, що присвячені ідентифікації параметрів електродвигунів за їх математичними моделями, що дозволяє значно скоротити час їх випробувань. Використовувані при цьому алгоритми обумовлюють необхідність високоточного вимірювання динамічних характеристик електромеханічних перетворювачів енергії (ЕМПЕ).

Незважаючи на те, що відома велика кількість різноманітних тахометрів, тахометричних перетворювачів, багато з яких може бути застосовано для високоточного контролю середнього

значення кутової швидкості, вітчизняна промисловість таких пристроїв не випускає. Це обумовлює необхідність розробки високоточного пристрою для вимірювання та контролю середнього значення кутової швидкості.

Класифікація тахометричних перетворювачів. Для перетворення неелектричного розміру кутової швидкості (або частоти обертання) в електричний сигнал застосовують тахометричні перетворювачі, що здебільшого відносять до генераторних вимірювальних перетворювачів. Енергія підводиться від об'єкта вимірювання і від внутрішнього джерела енергії, що створює потік Φ . Цей потік модулюється модулятором і надходить на приймач енергії. На виході приймача буде модульований сигнал $y = f(\omega_x; \Phi)$.

По виду сполучення з валом об'єктом вимірювання тахометричні перетворювачі діляться на контактні і безконтактні. У безконтактних на приймач енергії надходить відбитий від модулятора (вала) потік, і при цьому засіб вимірювання не змінює режиму роботи об'єкту вимірювання. У свою чергу по розміру споживаної від об'єкту вимірювання енергії контактні тахометричні перетворювачі діляться на енергоємні і неенергоємні (безмоментні).

По виду внутрішнього джерела енергії, що створює потік Φ тахометричні перетворювачі діляться на перетворювачі:

- з джерелом випромінювання змінного електромагнітного поля, що, у свою чергу, по частотному діапазону діляться на низькочастотні і постійного струму, радіохвильові, оптичні і радіоактивного випромінювання;
- із джерелом електростатичного поля, які за видом використовуваних перетворювачів діляться на ємнісні, п'єзоелектричні, електретні;
- з джерелом гідроаеродинамічного потоку - імпеллери, гідродинамічні і термодинамічні;
- з джерелом електрохімічної енергії;
- з джерелом механічної енергії, що по засобом її перетворення підрозділяються на диференціальні механічні, електромеханічні, гіроскопічні, фрикційні, вібраційні, вартові й оптико-механічні.

За інформативним параметром сигналу, перетворювачі діляться на амплітудного перетворення, частотно-часового перетворення і просторового кодування (кут повороту).

Найбільш перспективними для вимірювання кутової швидкості у перехідних режимах електродвигунів малої потужності є фотоелектричні сенсори з безперервним вихідним сигналом. Відомий фотоелектричний сенсор кутової швидкості [2], у якому використовуються два лінійних фотоприймача, вихідна напруга яких з високою точністю прямо пропорційна світловому потоку. Технічно такі фотоприймачі достатньо легко реалізуються на основі пари фотодіод - операційний підсилювач [3]. Модулятор сенсора має прорізи у вигляді кільцевих секторів. Діафрагма, яка розташована перед кожним з лінійних фотоприймачів, має таку форму. При такій формі прорізів та діафрагми площа отвору, через який світловий потік падає на фоточутливий шар фотоприймача лінійно залежить від кута повороту модулятора. Оскільки світловий потік прямо пропорційний площі отвору, а вихідна напруга лінійного фотоприймача прямо пропорційна світловому потоку, матимемо вихідну напругу, яка прямо пропорційно залежить від кута повороту модулятора. Для уникнення похибки первинного перетворення, що обумовлена неточністю виконання діафрагми та прорізів модулятора, проводиться послідовне підключення до виходу сенсора вихідних сигналів лінійних фотоприймачів, які рознесені між собою на певний кут. При цьому на виході сенсора формується сигнал складної форми, крутизна фронтів якого прямо пропорційна кутовій швидкості. Шляхом обчислення першої похідної вихідного сигналу сенсором отримується напруга, що прямо пропорційна миттєвому значенню кутової швидкості.

За допомогою цього сенсора можливе вимірювання кутової швидкості у перехідних режимах електродвигунів малої потужності, але він має погані частотні властивості. Вихідний сигнал сенсора є періодичним, і його частота дорівнює добутку кількості прорізів модулятора на усталену частоту обертання модулятора. Оскільки смуга пропускання лінійних фотоприймачів обмежена, то при певній частоті обертання модулятора похибка первинного перетворення, що обумовлена частотними властивостями фотоприймачів, значно підвищується. Крім того складна форма вихідного сигналу обумовлює складний алгоритм обчислення його похідної [4, 5].

На рис. 1 наведено структурну схему безконтактного фотоелектричного мікропроцесорного тахометра.

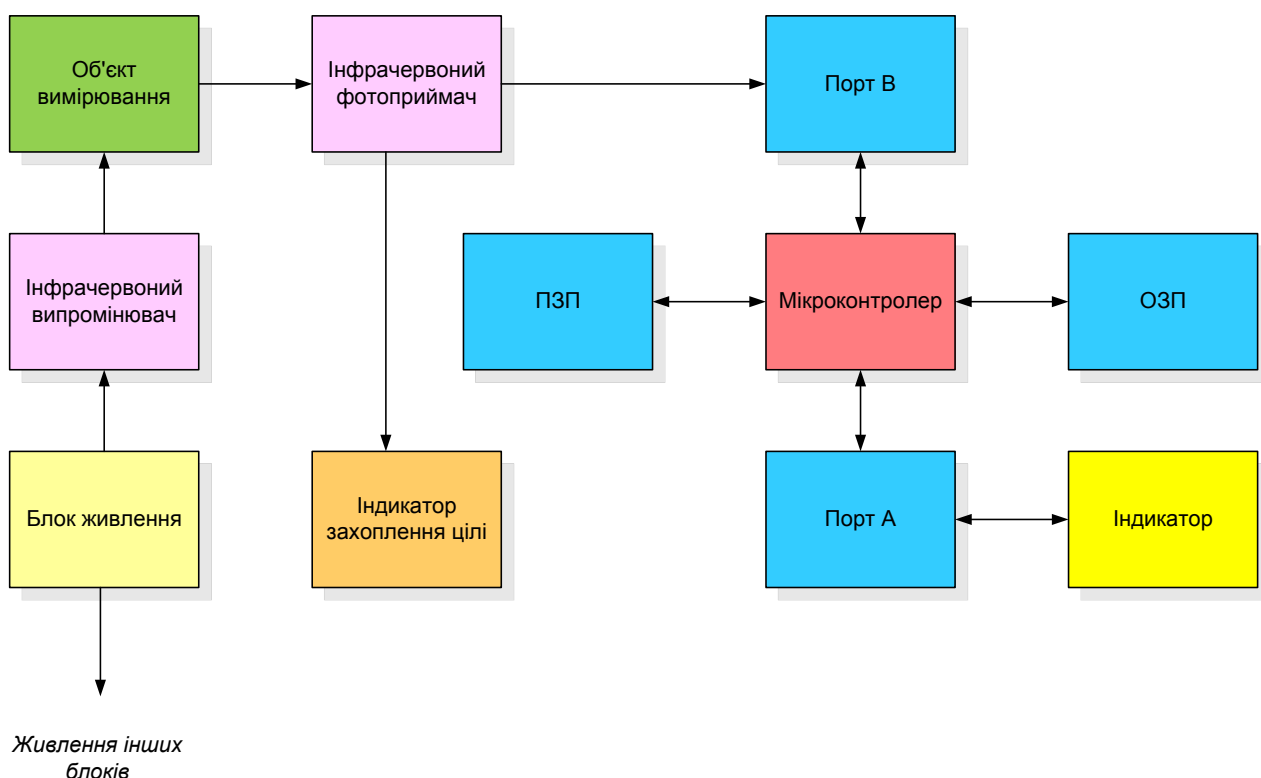


Рис.1. Структурна схема мікропроцесорного безконтактного тахометра

Принцип дії пристрою полягає в наступному. На вал об'єкту наноситься світловідбиваюча мітка (за допомогою білої фарби або спеціальної стрічки на клейовій основі).

Під час обертання вала, він опромінюється інфрачервоним випромінювачем. Інфрачервоне випромінювання відбивається від світловідбиваючої мітки і поглинається поверхнею вала. Відбите від мітки інфрачервоне випромінювання попадає на фотоприймач.

Внаслідок цього, на виході фотоприймача формується послідовність імпульсів, частота яких дорівнює частоті обертання вала. Часовий проміжок між двома сусідніми імпульсами дорівнює часу, за який здійснюється один оберт вала.

Вихідні імпульси фотоприймача поступають на вбудований в мікроконтролер компаратор і на схему індикатора захоплення цілі.

Схема індикації захвату цілі призначена для того, щоб користувач міг контролювати якість приймання відбитого інфрачервоного випромінювання [6].

Мікроконтролер, при наявності на виході фотоприймача імпульсів належного рівню, розраховує частоту обертання і виводить її значення на чотирирозрядний світлодіодний індикатор. Живлення всіх структурних частин пристрою здійснюється від стабілізованого джерела живлення з вихідною напругою 5 В. Як було вказано вище, при обертанні вала на виході фотоприймача формується імпульс при кожному оберті вала. Визначивши час між фронтами вихідних імпульсів фотоприймача можна розрахувати частоту обертання. Визначення цього часу здійснюється шляхом підрахунку імпульсів зразкової частоти в період між двома сусідніми імпульсами. Роль зразкової частоти виконує тактовий генератор мікроконтролера [7].

Якщо відома частота імпульсів f_0 і відповідно період T_0 , то часовий проміжок T_x розраховується за допомогою формули

$$T_x = (N - 1) T_0, \quad (1)$$

де N – підрахована за час T_x кількість імпульсів.

Відповідно частота обертання розраховується за формулою:

$$n(\text{об} / \text{хв}) = \frac{60}{T_x} = \frac{60 \cdot f_0}{N - 1}. \quad (2)$$

У даному пристрої здійснюється п'ятиразове послідовне визначення частоти обертання за вищевказаним алгоритмом з подальшим усередненням. На чотирирозрядний індикатор виводиться середнє значення частоти обертання, отримане на основі десяти вимірювань [8, 9].

Висновки

В даній роботі розроблено безконтактний мікропроцесорний тахометр, який дозволяє оперативно вимірювати кутову швидкість об'єктів при відсутності безпосереднього контакту з датчиком. Розробка тахометра на основі фотоелектричного сенсора з безперервним вихідним сигналом є доцільною і актуальною. Для покращення його технічних характеристик було розроблено сенсор кутової швидкості на виході якого за один оберт валу формується тільки один імпульс пилоподібної форми, за рахунок чого зменшується частота вихідного сигналу та покращуються частотні властивості перетворювача. Це дасть змогу значно розширити частотний діапазон контрольованих кутових швидкостей у порівнянні з існуючими аналогами.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Шрюфер Е. Обробка сигналів: цифрова обробка дискретизованих сигналів [Текст] / За ред В.П.Бабака. – К.: Либідь, 1992. – 296 с.
2. Tianyu Wang; Yong Yan; Lijuan Wang; Yonghui Hu, Rotational Speed Measurement Through Image Similarity Evaluation and Spectral Analysis [Text] // IEEE Access, vol. 6, pp. 46718 - 46730, 21 August 2018. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2866479.
3. David Betounes, Mylan Redfern, Mathematical Computing: An Introduction to Programming Using Maple [Text] / David Betounes, Mylan Redfern. Springer Science & Business Media, 2012, - 412 p. ISBN 978-1-4612-6548-1, ISBN 978-1-4613-0067-0 (eBook), DOI 10.1007/978-1-4613-0067-0.
4. Андрощук В.В. Анализ погрешностей цифровых тахометров [Текст] // Измерительная техника. 2001. №7. – С. 32-34.
5. Поджаренко В.О., Кулаков П.І., Поджаренко А.В. Цифровий тахометричний перетворювач із змінною розрізняювальною здатністю // Вимірювальна техніка та метрологія. – 1998. – Випуск 53. – С. 84-90.
6. Andriy A. Semenov; Olena O. Semenova; Oleksandr M. Voznyak; Oleksandr M. Vasilevskyi; Maksym Yu. Yakovlev, Routing in telecommunication networks using fuzzy logic [Text] // 2016 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), 30 June-4 July 2016. DOI: 10.1109/EDM.2016.7538719.
7. Filinyuk, N.A. and Gavrilov, D.V. Parameters determination of physical equivalent circuit of Schottky dual-gate MESFET. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Radioelektronika. 2004. vol. 47, n. 11, pp. 71-75.
8. Кофанов В. Л. Лабораторний практикум з цифрових пристроїв на основі САПР Quartus II [Текст] : навчальний посібник / В. Л. Кофанов, О. В. Осадчук, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007. – 167 с.
9. Кофанов В. Л. Лабораторний практикум з дослідження цифрових пристроїв на основі САПР MAX+PLUS II [Текст] : лабораторний практикум / В. Л. Кофанов, О. В. Осадчук, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 200 с.

Гаврілов Дмитро Володимирович — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: havrilov@vntu.edu.ua

Шмигора Олег Петрович — студент групи РТр-16мс з/в, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: shmihora@gmail.com

Havrilov Dmytro — Cand. Sc. (Eng), Associate Professor of the Department of Radio-Frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: havrilov@vntu.edu.ua

Shmyhora Oleh — student of the Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: shmihora@gmail.com

ПЕРЕДАВАЧ З ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ НА МК

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В статті представлена розробка передавача з частотною модуляцією під керуванням мікроконтролера. Дані пристрої використовують для високоякісної передачі аудіо сигналу в радіомовленні (у діапазоні УКХ), для звукового супроводу телепередач, передачі сигналів кольоровості в телевізійному стандарті SECAM, відеозаписі на магнітну стрічку, музичних синтезаторах. Передача інформації по радіоканалу зв'язку завжди передбачає вибір виду модуляції радіохвилі певної частоти і виділення смуги частот, яку займає радіосигнал. Більшість засобів радіозв'язку використовують частотну модуляцію.

Ключові слова: передавач, мікроконтролер, частотна модуляція.

Abstract

The article presents the development of a transmitter with frequency modulation under the control of a microcontroller. These devices are used for high-quality transmission of audio signals in radio broadcasting (in the VHF range), for audio broadcasting of TVs, transmission of color signals in the SECAM television standard, tape recordings, music synthesizers. The transmission of information over the radio communication channel always presupposes the choice of the type of modulation of the radio waves of a certain frequency and the allocation of the frequency band occupied by the radio signal. Most radio communication equipment uses frequency modulation.

Keywords: transmitter, microcontroller, frequency modulation.

Вступ

У сучасному світі радіозв'язок відіграє надзвичайно важливу роль, яка пов'язана з передачею та обробкою інформації. Мовлення, телеметрія, більшість систем телекомунікації – використовують радіо.

Зараз засоби радіозв'язку являють собою доволі складні пристрої. Це викликано перш за все жорсткими вимогами до технічних характеристик приладів – висока стабільність робочої частоти, якісні спектральні характеристики, мінімальні коефіцієнт спотворення сигналу в радіоканалі.

Однією з складових системи радіозв'язку є передавач. Це пристрій, що призначений для формування радіочастотного сигналу (носіїна частота), який у подальшому (шляхом модуляції) може випромінювати у простір з допомогою радіохвиль ту чи іншу інформацію [1, 2].

Результати дослідження

Було розроблено і побудовано передавач з частотною модуляцією під управлінням мікроконтролера та відображення інформації на рідиннокристалічному дисплеї. До його складу входять модулі, що використовуються у реально діючих ЧМ передавачах різного призначення, схема передавача з робочою частотою 88...108 МГц представлена на рис. 1. Однією з особливостей пристрою, є використання синтезатору частоти, за допомогою якого є можливість забезпечити високу стабільність носійної частоти, з можливістю неперервного візуального контролю за допомогою двохрядкового дисплею, також ступінчасто змінювати її значення з кроком 50 кГц. Програмна частина виконана на PIC мікроконтролері (PIC16F84A), схема порівняння та формування сигналу керування – на спеціалізованій мікросхемі SAA 1057. При зміні програмного забезпечення та деякій модернізації схеми генератора, яких керується напругою, можна суттєво розширити діапазон робочих частот [3, 4].

Також у схемі використовується підсилювач низької частоти (ПНЧ), у якому, крім підсилення, елементами схеми задається потрібна амплітудно-частотна характеристика та встановлений обмежувач рівня модулюючого сигналу, що дозволить уникнути перемодуляції. Мається можливість під'єднувати до ПНЧ генератор (для проведення різного роду досліджень) або інші низькочастотні пристрої, такі як мікрофон, телефон або комп'ютер [5, 6].



Рис. 1. Структурна схема ЧМ передавача

Вихідний підсилювач потужності радіочастоти побудований на базі сучасного НВЧ транзистора (BFG541), що дає можливість отримати стабільну роботу каскаду в УКХ діапазоні. До його виходу під'єднується діюча антена або еквівалент навантаження з активним опором 50 Ом для проведення експериментальних досліджень.

Щоб мати можливість спостерігати за роботою окремих модулів пристрою, або передавача в цілому, пристрій має декілька контрольних точок, що з'єднані з відповідними сигнальними роз'ємами. З них сигнали можуть подаватися на вимірювальні пристрої: осцилограф, аналізатор спектру, частотомір, високочастотний та низькочастотний вольтметр чи амперметр [7].

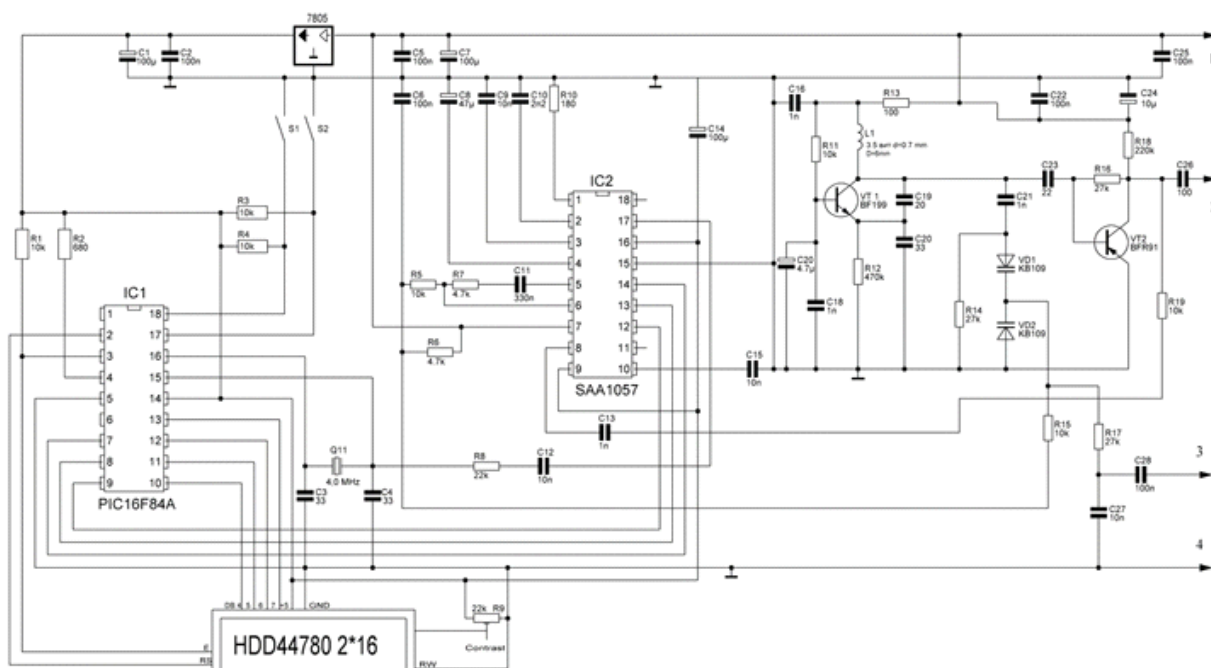


Рис. 2. Схема електрична принципова передавача з ЧМ на МК

Схема електрична принципова передавача з ЧМ на МК представлена на рис. 2. Принцип роботи схеми полягає в наступному. Сигнал надходить на модулятор ЧМ сигналу, який складається з

високочастотного генератора (VT1), керованого напругою та попереднього підсилювача потужності (VT2). Частота генерації VT1 залежить від параметрів контуру (L1, C19, C20, C21), та ємності варикапів (VD1, VD2). Низькочастотний сигнал подається на варикапи VD1, VD2, що призводить до зміни їх ємності, а отже і зміни на деяку величину частоти генерації. Таким чином відбувається частотна модуляція. Для зміни значення носійної частоти передавача у межах 88...108 МГц, на варикапи VD1, VD2 надходить значно більша за амплітудою напруга з синтезатору частоти, рівень якої формує мікросхема IC2. У даній схемі відбувається порівняння частоти напруги, яка формується VT1, та значення частоти, що встановлюється користувачем за допомогою контролера IC1 [8, 9].

Висновки

На сьогоднішній день всі питання що стосуються радіозв'язку та засобів її безпосереднього забезпечення дуже актуальні, тим більше, що радіозв'язок з кожним днем все глибше проникає в усі сфери діяльності людини, і дозволяє оперативно передавати інформацію від абонента до абонента, практично миттєво, долаючи величезні відстані.

Обслуговування вже існуючих засобів забезпечення радіозв'язку та розробка нових лежать на плечах радіоінженерів всього світу, тим більше, що з кожним днем все гостріше йде боротьба за освоєння нових діапазонів робочих частот і методів кодування, стискання та декодування інформації в реальному масштабі часу при передачі її за допомогою радіозв'язку.

В даній роботі описана розробка і побудова передавача з частотною модуляцією на основі мікроконтролера PIC16F84A з вибором частоти передавання сигналу та відображення інформації на рідиннокристалічному дисплеї. Пристрій має високу стабільність робочої частоти, якісні спектральні характеристики, мінімальний коефіцієнт спотворення сигналу в радіоканалі.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Свирид В. Л. Микроэлектронные и преобразовательные устройства : Учеб. пособие для студ. спец. "Радиоинформатика" всех форм обуч. В 2 ч. Ч. 1: Микроэлектронные устройства [Текст] / В. Л. Свирид. – Мн.: БГУИР, 2005. – 134 с. ISBN 985-444-866-5 (ч.1).
2. Arthur Williams. Analog Filter and Circuit Design Handbook 1st Edition [Text] / Arthur Williams. McGraw-Hill Education. 1 ed, 2013. – 640 p. ISBN: 978-0071816717.
3. Шумилин М. С., Козырев В. Б., Власов В. А. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков [Текст] / М. С. Шумилин, В. Б. Козырев, В. А. Власов. Учебное пособие для техникумов. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.
4. B.P. Lathi, Zhi DingModern. Digital and Analog Communication [Text] // B.P. Lathi, Zhi DingModern. Oxford University Press. The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering, 5th ed., 2018. – 1024 p. ISBN: 978-0190686840.
5. Кофанов В. Л. Лабораторний практикум з цифрових пристроїв на основі САПР Quartus II [Текст] : навчальний посібник / В. Л. Кофанов, О. В. Осадчук, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007. – 167 с.
6. Кофанов В. Л. Лабораторний практикум з дослідження цифрових пристроїв на основі САПР MAX+PLUS II [Текст] : лабораторний практикум / В. Л. Кофанов, О. В. Осадчук, Д. В. Гаврілов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 200 с.
7. Louis E. Frenzel. Principles of Electronic Communication Systems [Text] / L. E. Frenzel. McGraw-Hill Education, 4th ed. 2015. – 944 p. ISBN: 978-0073373850.
8. Filinyuk, N.A. and Gavrilov, D.V. Parameters determination of physical equivalent circuit of Schottky dual-gate MESFET. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Radioelektronika. 2004. vol. 47, n. 11, pp. 71-75.
9. Simon Haykin and Michael Moher. Communication Systems [Text] / S. Haykin and M. Moher. Wiley. 5th ed. 2010. – 422 p. ISBN: 978-8126521517

Гаврілов Дмитро Володимирович — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: havrilov@vntu.edu.ua

Андріаш Владислав Олексійович — студент групи РТ-17мс, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, email: rt17ms.andriyash@gmail.com

Havrilov Dmytro — Cand. Sc. (Eng), Associate Professor of the Department of Radio-Frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: havrilov@vntu.edu.ua

Andriyash Vlad — student of the Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, email: rt17ms.andriyash@gmail.com

ДОСЛІДЖЕННЯ ХАОТИЧНОЇ ДИНАМІКИ НЕЛІНІЙНОЇ СИСТЕМИ ЛОРЕНЦА

¹Вінницький національний технічний університет

Анотація

Досліджено хаотичну динаміку нелінійної системи Лоренца. Визначено особливі точки нелінійної системи Лоренца для яких обчислено власні числа матриці Якобі. Обчислено старші показники Ляпунова та ентропію нелінійної системи Лоренца. Побудовано часові діаграми, амплітудно-частотні та фазочастотні спектри хаотичних коливань динамічних змінних нелінійної системи Лоренца.

Ключові слова: детермінований хаос, система Лоренца, математична модель, фазовий портрет.

Abstract

The chaotic dynamics of the nonlinear Lorentz system is investigated. Specific points of the non-linear Lorentz system are defined for which the eigenvalues of the Jacobi matrix are calculated. The older Lyapunov exponents and the entropy of the Lorentz nonlinear system are calculated. The time diagrams, amplitude-frequency and phase-frequency spectra of chaotic oscillations of dynamic variables of the Lorentz nonlinear system are constructed.

Keywords: deterministic chaos, Lorenz system, mathematical model, phase portrait.

Вступ

Знання, інформація завжди грали і будуть відігравати виняткову роль в житті людства, його розвитку, багато в чому визначати соціальне і економічне становище людини в суспільстві [1]. Тому дуже важливо вирішувати проблеми зі зберіганням інформації, її передачею і безпекою [1]. Динамічний хаос - перспективна основа побудови принципово нових систем обробки та зберігання інформації [1]. Найбільш відомою та найкращі інформаційні властивості має нелінійна система Лоренца [2]. Метою роботи є дослідження хаотичної динаміки нелінійної системи Лоренца.

Результати дослідження

Нелінійна динамічна система Лоренца описуються такою системою диференціальних рівнянь [1, 2]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \sigma(x_2 - x_1), \\ \dot{x}_2 = \rho x_1 - x_2 - x_1 x_3, \\ \dot{x}_3 = x_1 x_2 - \beta x_3. \end{cases} \quad (1)$$

Розглянемо якісні характеристики нелінійної динамічної системи Лоренца з наступними значеннями параметрів [1, 2]

$$\sigma=10, \beta=8/3, \rho=28. \quad (2)$$

Особливі точки знаходимо за формулою $f(x)=0$. У результаті отримуємо [2]

$$\begin{aligned} x_0^{(1)} &= (0; 0; 0); \\ x_0^{(2)} &= (\sqrt{\beta(\rho-1)}; \sqrt{\beta(\rho-1)}; \rho-1); \\ x_0^{(3)} &= (-\sqrt{\beta(\rho-1)}; -\sqrt{\beta(\rho-1)}; \rho-1). \end{aligned} \quad (3)$$

Таким чином, маємо такі особливі точки [2]

$$O=(0;0;0), P^+(8.485;8.485;27), P^-(-8.485;-8.485;27). \quad (4)$$

Для визначення виду особливих точок необхідно знайти власні значення матриці Якобі, яка для нелінійної динамічної системи Лоренца має вигляд [2]

$$J = \begin{pmatrix} -\sigma & \sigma & 0 \\ \rho - x_3 & -1 & -x_1 \\ x_2 & x_1 & -\beta \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Отже, власні числа матриці Якобі для точки O будуть дорівнювати [2]

$$J_1 = 15,2473, J_2 = -2,67, J_3 = 4,2473. \quad (6)$$

Власні числа матриці Якобі для точок P^+, P^- будуть дорівнювати [2]

$$J_1 = -13,58, J_{2,3} = -0,045 \pm 10,367i. \quad (7)$$

Таким чином, особлива точка O є стійким сідло-вузлом, оскільки усі корені характеристичного багаточлена є дійсними, з яких два кореня є від'ємні, що свідчить про стійкість, і один корінь додатній, що характеризує напрямок, в якому зростає початкове збурення [2].

Інші дві особливі точки P^+, P^- характеризуються одним дійсним від'ємним власним числом, що характеризує напрямок, в якому фазова траєкторія наближається до особливої точки, і двома комплексно зв'язаними власними числами з від'ємною дійсною частиною, що говорить про наявність обертового руху і скручування траєкторії до особливої точки в площині обертання [2].

Характеристичний показник Ляпунова n -го порядку для довільної неперервної системи визначається за допомогою такої формули [2]:

$$\Lambda_n(x) = \sum_{i=1}^n \lambda_i = \overline{trA}, \quad (8)$$

де A – лінеаризація системи нелінійних диференціальних рівнянь, λ_i – характеристичний показник Ляпунова безперервної системи визначається як [2]

$$\lambda_i(u) = \lim_{t \rightarrow \infty} (t^{-1} \ln |u_i(t)|), \quad (9)$$

де $u_i(t)$ – i -та компонента рішення системи $u(t)$, що описує стан системи в момент часу t .

Знайдемо характеристичні показники Ляпунова за допомогою програми DEREK 3.0 [3]:

$$\lambda_1 = 9,0667727 \cdot 10^{-1}, \lambda_2 = 2,5316095 \cdot 10^{-3}, \lambda_3 = -1,4477100 \cdot 10^1. \quad (10)$$

Таким чином, показник Ляпунова n -го порядку буде дорівнювати

$$\Lambda_n = \sum_{i=1}^n \lambda_i = -13,5679104.$$

Ентропія системи характеризує швидкість втрати інформації про систему. Формула для ентропії динамічної системи має вигляд [2]

$$H = \int_{\Lambda} \left| \sum_{\lambda_i(x) > 0} \lambda_i(x) \right| dA = \sum_{\lambda_i(x) > 0} \lambda_i(x). \quad (11)$$

Таким чином, ентропія нелінійної динамічної системи Лоренца дорівнює

$$H = \lambda_i = 0,90667727.$$

На рис. 1 – рис. 4 наведені графіки результатів математичного моделювання нелінійної динамічної

системи Лоренца в пакетів програм MathCad 15.0.

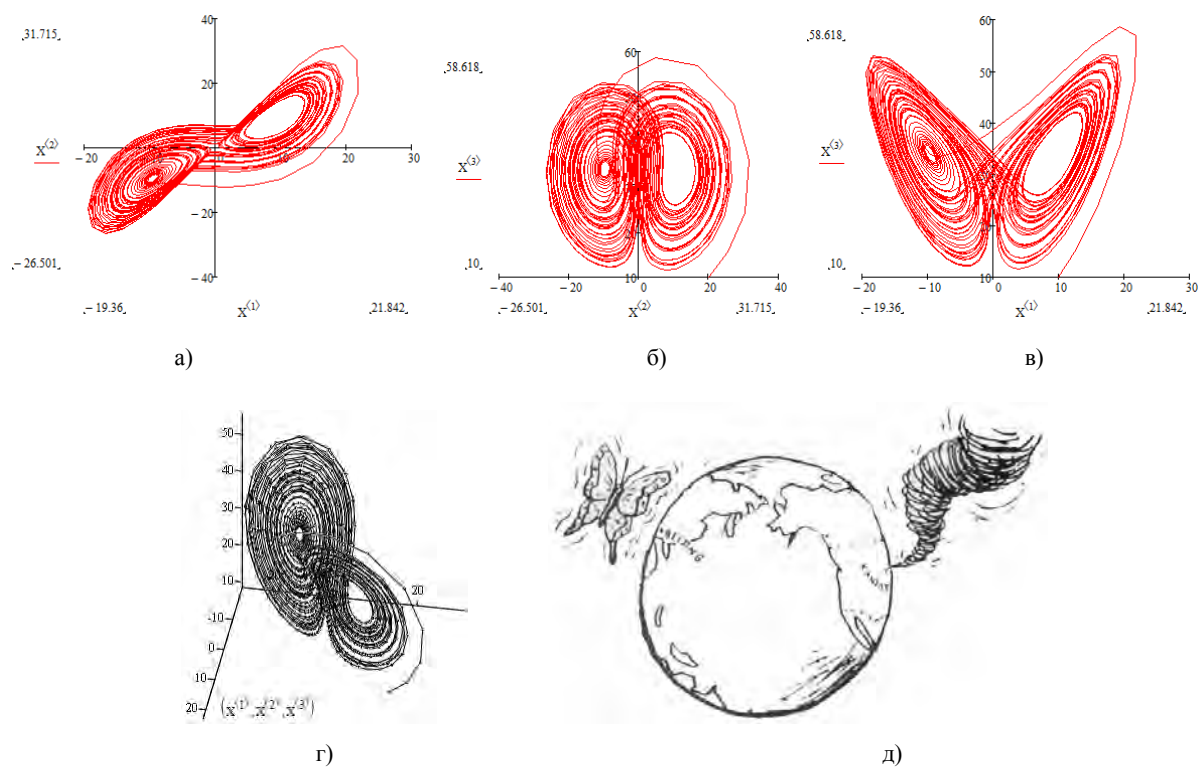


Рис. 1. Фазові портрети нелінійної системи Лоренца в площинах динамічних змінних x_1 - x_2 (а), x_2 - x_3 (б), x_1 - x_3 (в), у просторі динамічних змінних x_1 - x_2 - x_3 (г) та ілюстрація до пояснення «ефекту метелика» (д)

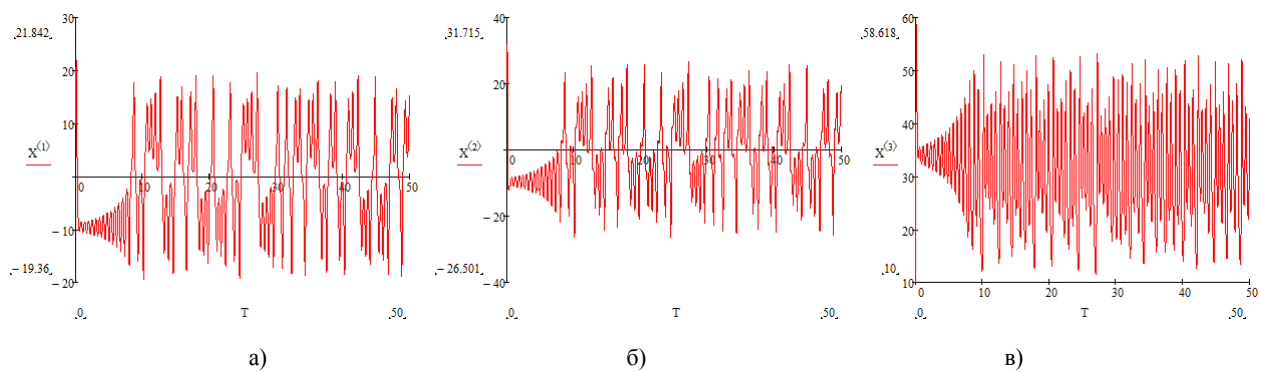


Рис. 2. Часові діаграми хаотичних коливань динамічних змінних x_1 (а), x_2 (б), x_3 (в)

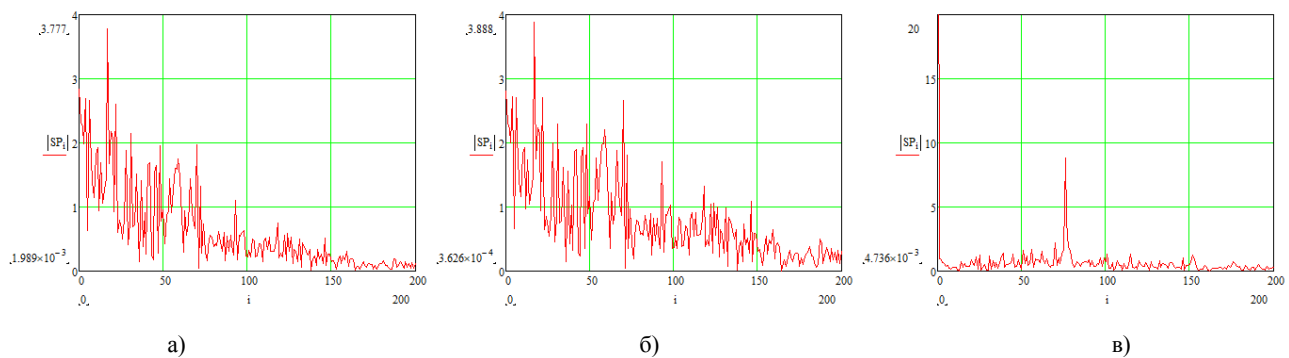


Рис. 3. Амплітудно-частотні спектри хаотичних коливань динамічних змінних x_1 (а), x_2 (б), x_3 (в)

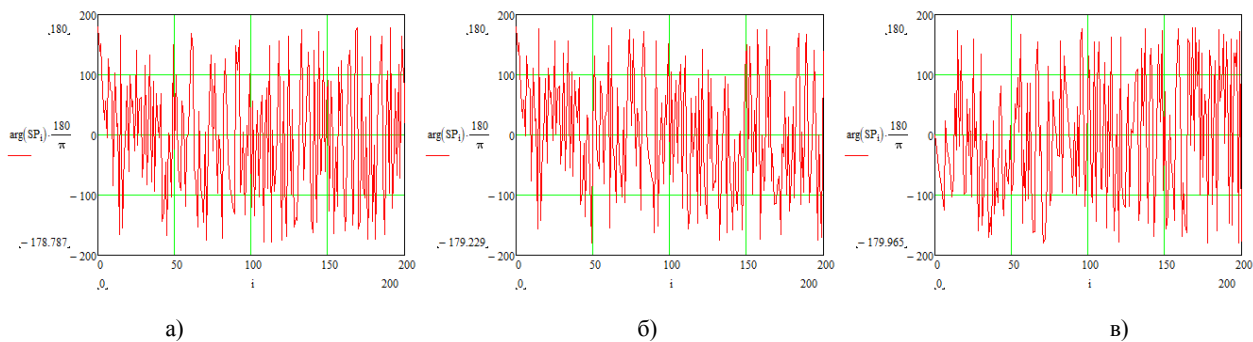


Рис. 4. Фазочастотні спектри хаотичних коливань динамічних змінних x_1 (а), x_2 (б), x_3 (в)

Висновки

У роботі наведено результати дослідження хаотичної динаміки нелінійної динамічної системи Лоренца. Старший показник Ляпунова, що визначає вид системи і характеризує швидкість зміни з часом фазового обсягу, характеризує ступінь експоненціальної розбіжності близьких траєкторій. Від'ємний характеристичний показник третього порядку свідчить про те, що фазовий об'єм стискається. Це означає, що розглянута динамічна система дисипативна. Наявність у системи додатних показників Ляпунова говорить про те, що дві будь-які близькі фазові траєкторії швидко з плином часу розходяться, отже, є чутливість до зміни значень початкових умов. Також з отриманих значень показників Ляпунова можна зробити висновок, що при заданих параметрах в фазовому просторі є дивний атрaktor, рух якого носить хаотичний характер, а також динамічна система Лоренца має найбільше значення ентропії серед хаотичних систем третього ступеня.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Шахтарин Б. И., Кобылкина П. И., Сидоркина Ю. А., Кондратьев А. В., Митин С. В. Генераторы хаотических колебаний : учебн. пособие. Москва: Гелиос АРВ, 2014. 248 с.
2. Шашихин В.Н. Хаос и нелинейная динамика. Регулярная и хаотическая динамика: учеб. пособие. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010. 210 с.
3. DEREK-ODE - Исследование динамических систем. URL: <http://derek-ode.syttto.com/>

Семенов Андрій Олександрович — канд. техн. наук, доцент, професор кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: semenov.a.o@vntu.edu.ua

Гончарук Аліна Валеріївна — студент групи ТКР-17м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: goncharuk_alina@rambler.ru

Дурицький Олексій Миколайович — студент групи ТКР-17м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: raketa1717@yandex.ru

Чорний Валентин Володимирович — студент групи ТКР-17м, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: demabels@gmail.com

Semenov Andriy O. — Cand. Sc. (Eng), Professor of the Department of Radio-frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: semenov.a.o@vntu.edu.ua

Honcharuk Alina V. — student of the Department of Radio-frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: goncharuk_alina@rambler.ru

Durytskyi Oleksii M. — student of the Department of Radio-frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: raketa1717@yandex.ru

Chornyi Valentyn V. — student of the Department of Radio-frequency Engineering, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: demabels@gmail.com

λ-ДІОД НА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРАХ З КЕРУЮЧИМ p-n-ПЕРЕХОДОМ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуто принцип роботи і особливості характеристики та параметрів λ - діода на базі комплементарних транзисторів з керуючим p-n-переходом. Досліджено можливість створення навчального лабораторного стенду для експериментального дослідження λ - діодів.

Ключові слова: λ - діод, керуючий p-n-перехід, комплементарні транзистори, ВАХ.

Abstract

The principle of operation and characteristics of the characteristics and parameters λ - diode on the basis of complementary transistors with the controller p-n-junction is considered. The possibility of creating an educational laboratory stand for experimental research λ - diodes was investigated.

Keywords: λ - diode, controlling p-n-junction, complementary transistors, VAC.

Вступ

λ - діод це двополюсник, який складається з двох комплементарних транзисторів (в класичному варіанті – двох польових транзисторів з керуючим p-n-переходом). Особливістю λ - діода є його вольт-амперна характеристика (ВАХ), яка нагадує грецьку букву λ , завдяки чому діод і одержав свою назву. Новий напівпровідниковий пристрій, виконаний на одному кристалі, представляє двополюсник, який складається з двох комплементарних (лат. complement – доповнення) польових транзисторів з керованим pn-переходом, які працюють у режимі збіднення.

Вольт-амперна характеристика (ВАХ) має ділянку з додатнім диференціальним опором ($0 \dots I_{\max}$), який є у звичайного діода, і ділянку з негативним опором, як у тунельного діода ($I_{\max} \dots U_v$ напруга запирання). Перевагами нового пристрою є його висока технологічність; він виготовляється на одному кристалі, тому може бути поєднаний з іншими напівпровідниковими пристроями; що дозволяє отримати різноманітні ВАХ, на відміну від тунельних діодів, в яких ділянки з негативним опором обмежені доволі вузькою областю. В схемах лямбда-діодів досягаються великі ККД, висока температурна стабільність, велика і стабільна амплітуда вихідного сигналу.

Принцип роботи

λ - діод створюють за допомогою інтеграції двох польових транзисторів з каналами n- та p-типу.

Оскільки канали кожного з даних польових транзисторів в нормальному режимі ($U_{зв} = 0$) проводять струм, то при збільшенні напруги $U_{ак}$ від 0 струм через такий об'єднаний прилад зростає. Однак падіння напруги на кожному з транзисторів створює напругу зміщення затвору іншого транзистора в напрямку зменшення струму, що протікає крізь нього [1].

А тому струм λ -діоду проходить через максимум $I_{\max}$, типові значення якого знаходиться в діапазоні від десяти долей міліампера до десятків міліампер. Після проходження максимуму струм зменшується до тих пір, поки не буде досягнуто напруги мінімуму струму, за якого обидва транзистора знаходяться в режимі відсічки, а струм втрат через прилад досягає наноамперного діапазону [3].

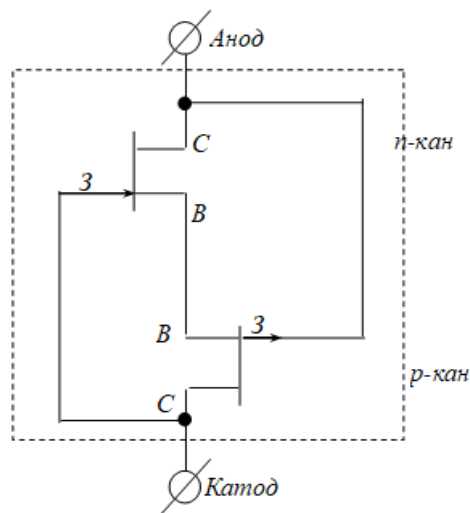


Рис. 1 - Електрична схема з'єднань обох польових транзисторів

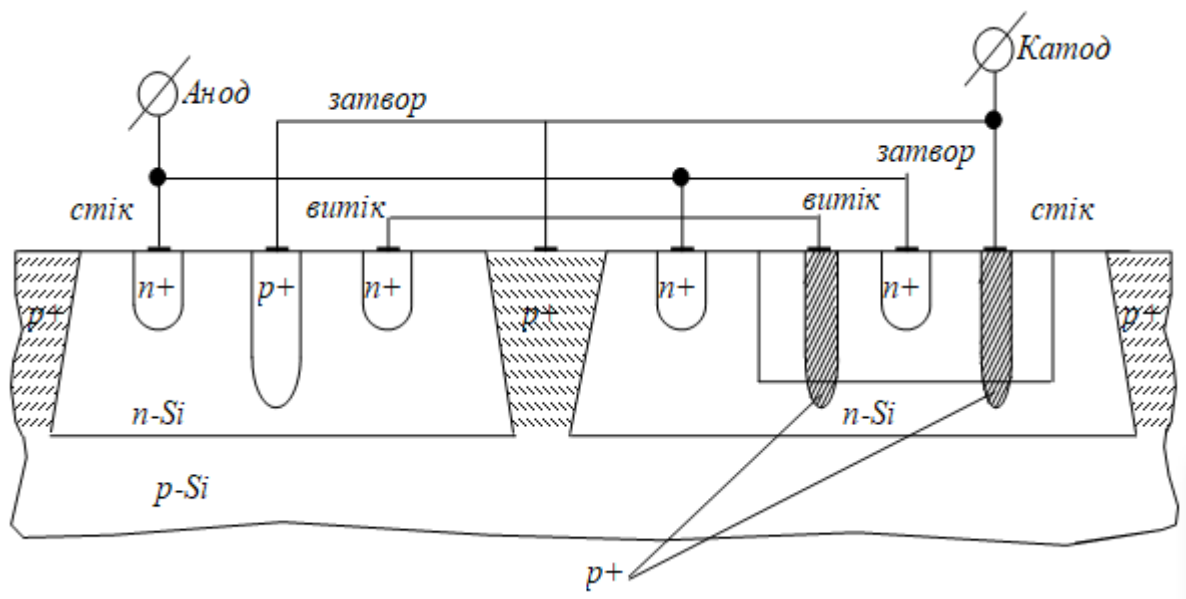


Рис. 2 – Технологічна структура λ -діода

Цей малий струм через зовнішні виводи приладу зберігається при подальшому підвищенні напруги до тих пір, поки в одному із затворів не відбудеться пробій ($U_{пр\max}$). Іншими словами, цю пару транзисторів можна розглядати як один прилад, охоплений позитивним зворотнім зв'язком.

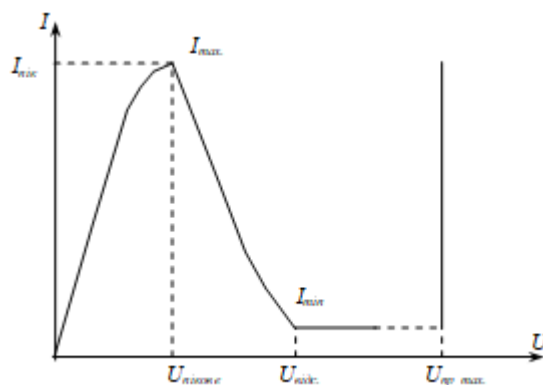


Рис. 3 – ВАХ λ -діода

Для практичних λ -діодів відношення $I_{\max}/I_{\min} \approx 10^5$, що приблизно в 10^4 разів перевищує аналогічне значення для тунельних діодів. Напруга максимуму струму $U_{\text{ник}} = (0,2 \div 4)$ В. Напруга мінімуму струму $U_{\text{відс}} = (2,5 \div 12)$ В і залежить від напруги відсічки транзисторів, з яких складається λ -діод. Залежність між напругою на затворі $U_{зв}$ і стоці $U_{св}$ відповідного польового транзистора повинна задовольняти умові

$$U_{зв} = -\gamma U_{св},$$

де γ - коефіцієнт зворотного зв'язку каскаду.

Для простоти аналізу прийемо, що обидва польових транзистори абсолютно симетричні. Тоді напруга в т. А (точка між двома витоками) визначається співвідношенням $U_a = 0,5U$, тобто

$$U_{св} = U - U_a = 0,5U; \quad U_{зв} = -U_a = -0,5U.$$

Функція зворотного зв'язку від витоку до затвору польового транзистора запишеться в наступному вигляді

$$U_{зв} = -U_{св}.$$

Це відповідає формі реалізації позитивного зворотного зв'язку з $\gamma = 1$.

Якщо повернутись до ВАХ цього приладу, то вона нагадує характеристику тунельного діода, однак не має висхідної дифузійної гілки і струм приладу в мінімумі принципово дорівнює нулю [3].

Висновки

На базі λ - діода можна створювати самі різноманітні датчики, частотні перетворювачі температури, оптичні частотні перетворювачі, частотні перетворювачі тиску, магнітні частотні перетворювачі [4]. Важливо для λ - діода, щоб опір первинного перетворювача при зміні контрольованої величини змінювався в широких межах.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Осадчук В.С. Напівпровідникові прилади з від'ємним опором / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 162 с.
2. Гото К. Лямбда-диод - многофункциональный прибор с отрицательным сопротивлением/ К. Гото, И. Хитоо, Т. Хиромицу, Т. Ивао // Электроника. -1975.-№13.- С.48-53.
3. Молотков В. И., Исследование ВАХ маломощных полевых транзисторов и лямбда-диодов и расчет амплитуд автогенератора на лямбда-диоде / В. И. Молотков, Е. И. Потапов // Радиоэлектроника, 1991. - Т.34. - №11. - С.108 - 110.
4. Осадчук В.С. Напівпровідникові перетворювачі інформації. Навчальний посібник / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук – Вінниця : ВНТУ, 2004. – 208 с.

Гладишченко Олег Сергійович – студент групи ЕП-156, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail:

Кравченко Юрій Степанович - професор кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

Gladyschenko Oleg Sergeevich - student of the group ЕП-156, faculty of infocommunications, radio electronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail:

Kravchenko Yuriy Stepanovich - Professor of the Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsya

В. М. Шелепко¹
В. М. Браславець¹
В. В. Мартинюк¹

МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ ПРИСТРІЙ ФІКСУВАННЯ ЗАЛИШКОВОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ

¹ Вінницький національний технічний університет

Анотація

Запропоновано використання широкосмугового НВЧ логарифмічного детектора в пристрої, для вимірювання залишкової потужності електромагнітного поля, що дало можливість розширити діапазон вимірюваних частот від 1 МГц до 3,5 ГГц.

Ключові слова: детектор, електромагнітне поле, частота, потужність, діапазон.

Abstract

The use of a broadband microwave logarithmic detector in the device was proposed to measure the residual power of an electromagnetic field, which made it possible to extend the range of measured frequencies from 1 MHz to 3.5 GHz.

Keywords: detector, electromagnetic field, frequency, power, range.

Вступ

Науково-технічний процес нерозривно пов'язаний з подальшим вдосконаленням засобів вимірювання, покращенням їх якості та автоматизації процесу вимірювання, створення нових засобів автоматичних приладів радіовимірювальної техніки, електроніки та автоматики [1, 2].

Метою роботи є покращення метрологічних показників мікроелектронного пристрою, для фіксування залишкового електромагнітного поля.

Результати дослідження

При налагодженні передавачів, зокрема, що працюють у НВЧ діапазоні, потрібний прилад для виміру потужності залишкового електромагнітного сигналу.

Структурна схема пристрою подана на рис. 2.1. Живиться прилад від трьох батарейок або акумуляторів. Прилад має дві кнопки - кнопку включення живлення й кнопку індикації напруги живлення (натискання на неї переводить прилад у режим індикації напруги живлення). Як антена на вході може використовуватися рамка, котушка або коливальний контур.

Прилад можна використовувати й для виміру інтенсивності переданого передавачем радіосигналу. Для цього на Х1 потрібно підключити відповідну приймальну антену або петельку - сурогат. До передавача - його робочу антену. І приймати сигнал з ефіру, визначаючи його рівень у відносних величинах, відповідно до відстані до антени. Це може знадобитися при налагодженні передавача або антени, контролюючи максимум віддачі в ефір.

Базову схему вимірювача залишкової напруженості електромагнітного поля було реалізовано на мікроконтролері ATmega8L-32pin.

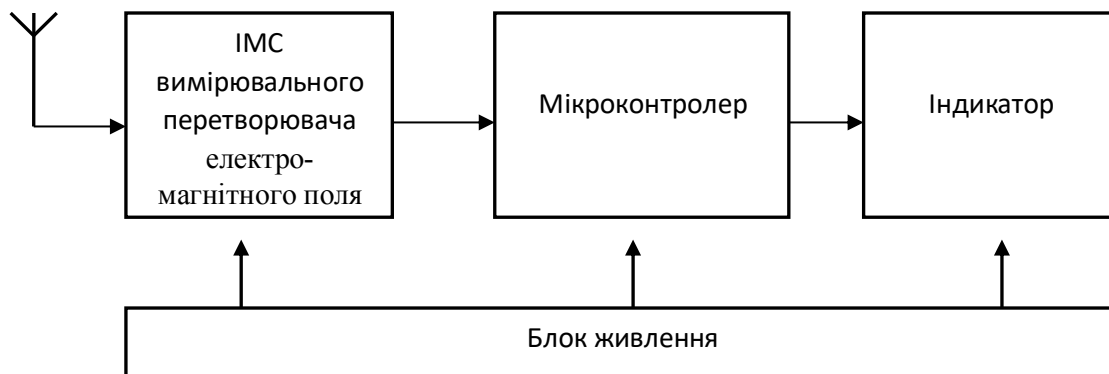


Рисунок 2.1 – Електрична схема вимірювача залишкової напруженості електромагнітного поля

Використання широкосмугового НВЧ логарифмічного детектора в пристрої, для вимірювання залишкової потужності електромагнітного поля, що дало можливість розширити діапазон вимірюваних частот від 1 МГц до 3,5 ГГц.

Висновки

Встановлено, що запропонований підхід дозволяє розширити діапазон вимірювальних частот від 100 МГц до 2,5 ГГц. А при зменшенні точності й невеликими спотвореннями - і «логарифмічності» - у діапазоні від 1 МГц до 3,5 ГГц.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Серков А. А. Обоснование методов снижения погрешности измерения параметров магнитных полей / А. А. Серков, С. И. Гридчин, В. В. Князев // 7-я ВНТК “Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры”, тезисы докладов, ч.1, г. Ленинград, 1989. – С. 41–43.
2. Серков А. А. Анализ влияния электромагнитных помех на качество каналов связи информационных систем / А. А. Серков, В. И. Кравченко // Вісник НТУ «ХП». Зб. наук. пр Тематичний випуск.: Електроенергетика і перетворююча техніка. – Харків: НТУ «ХП». – 2004. – № 4 – С.14–16.

Шелепко Вячислав Михайлович – студент групи МНТ-17 мі, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: me13b.shelepko@gmail.com.

Браславець Владислав Михайлович – студент групи МНТ-17 мі, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Науковий керівник: **Мартинюк Володимир Валерійович** — кандидат техн. наук, доцент кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: gyrav16@gmail.com.

Shelepko Vyachislav M. - student of the group MNT-17, faculty of infocommunications, radio electronics and nanosystems Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: me13b.shelepko@gmail.com.

Braslavetsky Vladislav M. - student of the group MNT-17, department of infocommunications, radio electronics and nanosystems Vinnitsa National Technical University, Vinnytsia.

Supervisor: **Martyniuk Volodymyr V.** - candidate of technical sciences. Associate Professor of the Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: gyrav16@gmail.com.

МОДЕРНІЗОВАНИЙ СПЕКТРАЛЬНИЙ МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ВМІСТУ СІРКИ В НАФТОПРОДУКТАХ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Стратегія розвитку нафтопереробної і нафтохімічної промисловості передбачає підвищення якості нафтопродуктів і доведення їх до світових стандартів. Одним з елементів, який є природним компонентом вуглеводневого палива і негативно впливає на якість нафтопродуктів, є сірка. Сполуки сірки надають маслу неприємний запах і призводять до корозії обладнання. При спалюванні нафтопродуктів утворюються оксиди сірки, які забруднюють атмосферу. Отже, проаналізовано та запропоновано спектроскопічний метод визначення вмісту сірки в нафтопродуктах, визначені основні вимоги пристрою, розроблено та удосконалено його структурну схему.

Ключові слова: спектроскопічний метод, видимий діапазон, спектрофотометр, сірка.

Abstract

Strategy of development of oil refining and petrochemical industry involves improving the quality of petroleum products and bringing it to the world standards. One of the elements, which is a natural component of hydrocarbon fuels and negatively affects the quality of petroleum products, is sulfur. Sulfur compounds give oil an unpleasant odor and lead to corrosion of the equipment. Combustion of petroleum products produces sulfur oxides which pollute the atmosphere. Thus, a spectroscopic method for determining the sulfur content in petroleum products is analyzed and proposed, the basic requirements of the device are determined, its structural scheme is developed and improved.

Keywords: spectroscopic method, visible range spectrophotometer, sulfur.

Присутність сірки значно знижує теплоту згоряння палива, особливо висококалорійного. Високий вміст сірки призводить до сильного забруднення продуктів згоряння палива діоксидом сірки SO₂. При наявності надлишкового повітря відбувається часткове окислення SO₂ до SO₃ (з'єднуючись з H₂O, утворюють H₂SO₄). H₂SO₄ викликає корозію поверхні нагрівання, руйнує метал котельного обладнання, потрапляють в атмосферу, шкідливо діють на живі організми і рослинність. Вміст окислів сірки в продуктах згоряння значно підвищує температуру точки роси, що обмежує можливу глибину охолодження димових газів за умовами корозії і тим самим знижує економічність котлових агрегатів, а також можливість використання додаткового обладнання для використання теплоти димових газів. Тому сірка - вкрай небажаний елемент для палива. Сірчані гази, проникаючи в робочі приміщення, можуть викликати отруєння обслуговуючого персоналу.

Підвищений вміст сірки в автомобільному паливі (бензин, дизельне паливо) негативно впливає на частини двигуна, знижує якість мастила, зменшує період безаварійної експлуатації, погіршує екологію.

На сьогодні у всьому світі до автомобільних бензинів і дизельного палива спостерігається постійне зростання вимог щодо вмісту сірки. Так, згідно із ДСТУ 4063-2001 для бензину марки А-95 українського виробництва сірки в ньому повинно міститися не більше 0,015% або 150 мг / кг. У ДСТУ 4839: 2007 для бензину поліпшеної якості марки А-95-Євро, який має європейські допуски, сірки повинно бути не більше 0,005% або 50 мг / кг, що відповідає нормативам ЄВРО 4. Згідно допусків сучасного чинного нормативу ЄВРО 5 вміст сірки в 95-му бензині не повинно перевищувати 0,001% або 10 мг / кг [1].

Є два основних метода визначення вмісту сірки в паливах: на основі хімічних реакцій та оптичні методи. Хімічний метод являється дуже складним у використанні, має велику похибку і потребує великих затрат. Оптичний метод забезпечує велику точність, не складний у

використанні але потребує досить дороге обладнання від 15000\$ (ISO 20847). Тому, є актуальним питання визначення вмісту сірки з малою похибкою, та невеликою вартістю [2].

На рисунку 1 показано структурну схему двопроменевого спектрофотометра. Прилад працює наступним чином: в режимі вимірювання опорного сигналу та в режимі вимірювання корисного сигналу. Розглянемо більш детально принцип роботи приладу в режимі вимірювання опорного сигналу. Паралельний пучок світла 1, проходить через кювету з каліброваним зразком з відомою концентрацією сірки 2. Таких зразків може бути декілька, з різною концентрацією. Після чого промінь потрапляє на дифракційну решітку 3, а потім через лінзу фокусування 4 на фотодіодну матрицю 5.

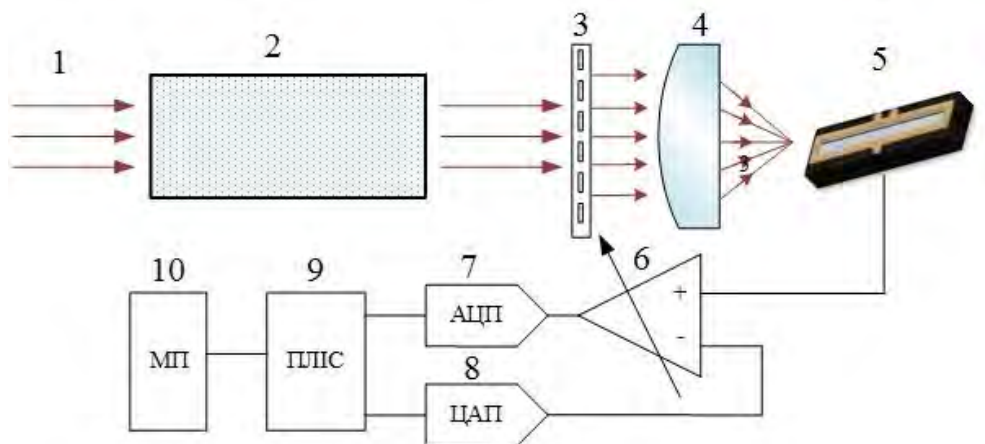


Рисунок 1. Структурна схема двопроменевого спектрофотометра

При роботі в режимі вимірювання опорного сигналу, напруга, яка отримується з фотодіодної матриці 5 потрапляє на прямий вхід інструментального підсилювача 6. А на інверсний вхід подається постійна напруга. Підсилений сигнал оцифровується в АЦП 7 і отримані дані запам'ятовуються мікропроцесором 10.

Робота в режимі вимірювання корисного сигналу аналогічна роботі в режимі вимірювання опорного сигналу, який відрізняється тим, що відбуваються заміна кювети з опорною речовиною на дослідницьку, та тим, що на інверсний вхід інструментального підсилювача 6 подається змінна напруга згенеровано ЦАП на основі раніше збережених даних опорного сигналу. Це дає змогу суттєво підсилити різницевий сигнал, що забезпечує високу чутливість пристрою.

Висновки

Проаналізовано та запропоновано спектроскопічний метод визначення вмісту сірки в нафтопродуктах, розроблено структурну схему приладу та описаний його принцип роботи.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Билинский Й.Й. Обзор методов определения содержания серы в нефтепродуктах / Й. Й. Билинский, О. С. Городецкая, В. В. Кротевич. – Вінниця, Наукові праці ВНТУ, 2014. — 7 с
2. Новиков Е.А. Определение серы в нефтепродуктах. Обзор аналитических методов. /Е. А. Новиков - Мир нефтепродуктов. - 2008. - №4. - с. 21 - 28.

Сахно Олексій Миколайович - аспірант, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, sahno_aleksei@mail.ru.

Білінський Йосип Йосипович — д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

Oleksii Sakhno - graduate student, Vinnytsia National Technical University. Vinnitsa, sahno_aleksei@mail.ru.

Bilinskii Joseph J. — Dr. of tech. Sciences, Professor, head of Department of electronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ МАГНІТНИЙ ВИМІРЮВАЧ РІВНЯ РІДИНИ

¹Вінницький національний технічний університет**Анотація**

Запропоновано схемотехнічне рішення магнітного частотного перетворювача індукції магнітного поля, яке дозволило підвищити точність вимірювання рівня рідини.

Ключові слова: індукція, частота, рідина, магнітне поле, магнітотиристор.

Abstract

A schematic design of the magnetic frequency converter of magnetic field induction was proposed, which allowed to improve the accuracy of measuring the level of the liquid.

Key words: induction, frequency, fluid, magnetic field, magnetothyristor.

Вступ

Сучасний рівень розвитку промисловості потребує точного виконання технології та застосування автоматизації виробничих процесів. Давачі ж являються ключем для руху вперед багатьох галузей промисловості, вдосконалення приладів і збільшенням їх конкурентної спроможності. Магнітні сенсори мають ряд переваг: це стійкість до агресивних середовищ, безвідмовність та висока системна точність. Щоб забезпечити роботу магнітопристрою в якості керованого перемикача змінних струмів від десятків міліампер до десятків ампер використовують магнітотиристор. [1].

Метою роботи є розробка схемотехнічного рішення магнітного вимірювача рідини, для подальшої можливості передачі сигналу як на відстані так і на ЛСД-дісплей, та підвищення точності цих вимірювань.

Результати дослідження

Принцип роботи вимірювача палива полягає в наступному. До верху бензобаку прикріплено магніт а до поплавка прикріплено частотний вимірювач магнітного поля. В залежності від віддалі до магніту буде змінюватися вихідний сигнал з вторинного перетворювача, на основі магнітотиристора, який за допомогою мікроконтролера буде оброблятися і передаватися на табло автомобільного комп'ютера або LCD монітора.

Відповідно до структурної схеми запропоновано електричну схему пристрою (рис. 1).

Принцип роботи пристрою в наступному. Весь вимірювач можна поділити на декілька блоків: мікроконтролер, вторинний давач магнітного поля, джерело живлення. Вторинний перетворювач являє собою автогенератор. Генератор електричних коливань утворений на основі активної індуктивності, що складається з біполярного транзистора VT1 та фазоздвигаючої RC-ділянки кола, а також еквівалентної ємності що виникає між колектором біполярних транзисторів VT2 та стоком польового транзистора VT3. Пристрій живиться або від акумуляторної батареї або мережевого блоку живлення на 5 В.

Активна індуктивність разом з еквівалентною ємністю утворюють гармонічні синусоїдальні коливання. Резистор R2 та магніточутливий тиристор VS1 є подільниками напруги що створюють режим керування транзисторами VT3 та VT2. При дії магнітного поля на магнітотиристор змінюється його опір, що призводить до зміни напруги на базі біполярного транзистора VT2 та витоку польового транзистора VT3 а значить і еквівалентної ємності. Тобто відбувається зміна частоти на виході вторинного перетворювача. Використання даної схеми для вимірювання індукції магнітного поля засновано на використанні принципу зміни частоти генератора. Вихідна частота залежить від величини магнітного поля що діє на магнітотиристор.

Синусоїдальний сигнал поступає на тригер Шмітта, де він перетворюється в сигнал прямокутної форми після чого попадає на мікроконтролер ATtiny 2313. А після обробки мікроконтролер подає на LCD1 монітор значення частоти.

Мартинюк Володимир Валерійович — кандидат технічних наук, доцент кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: gyravl6@gmail.com

Нікітюк Костянтин Вадимович — студент групи МЕ-14б, факультет інфокомунікація, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: kostua.1213@gmail.com

Martynyuk Volodymyr Valerievich - Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: gyravl6@gmail.com

Nikitiuk Konstantin Vadimovich - student of the group ME-14b, faculty of infocommunication, radio electronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: kostua.1213@gmail.com

ВИМІРЮВАЧ РІВНЯ РІДИНИ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ НА ОСНОВІ ЄМНІСНОГО ЧУТЛИВОГО ЕЛЕМЕНТА

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В даній роботі розглянуто вимірювач рівня рідини з частотним виходом на основі ємнісного чутливого елемента, проведено математичне моделювання частотного перетворювача, отримано рівняння частоти та чутливості, графік залежності частоти генерації від зміни рівня рідини.

Ключові слова: чутливість, ємність, частотний перетворювач, рівень рідини, від'ємний диференціальний опір, функція перетворення.

Abstract

In this work it is considered liquidometer with a frequency output on the basis of capacity pickoff, the mathematical design of frequency transformer is conducted, frequency and sensitivity equations are obtained and graphic arts of dependence of frequency of generation is got from the change of level of liquid.

Keywords: sensitivity, capacity, frequency converter, fluid level, negative differential resistance, conversion function.

Вимірювання рівня рідини є актуальним питанням контролю стану середовища. Вибір приладу вимірювання рівня рідини залежить перш за все від її властивостей, умов зберігання та параметрів навколишнього середовища. У приладах вимірювання рівня рідини високої точності можна досягнути, використовуючи перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором і з вихідним частотним сигналом [1]. Такі перетворювачі характеризуються простотою, високою завадостійкістю та значною точністю перетворення в цифровий код, а також зручністю комутацій в багатоканальних вимірювальних системах [2].

На рис.1а подано електричну схему вимірювача рівня рідини з частотним виходом на основі ємнісного чутливого елемента. Пристрій придатний для виміру рівня в широкому діапазоні тисків і температур агресивних і неагресивних середовищ.

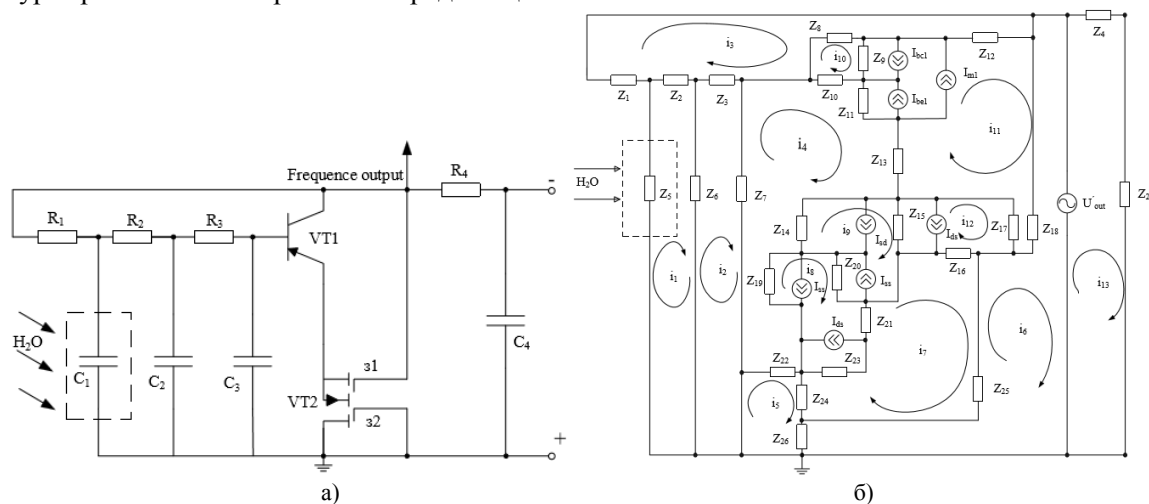


Рисунок 1 – Вимірювач рідини з частотним виходом на основі ємнісного чутливого елемента: а) електрична схема; б) перетворена еквівалентна схема

Вимірювач рівня рідини складається з біполярного і двозатворного МДН-транзистора, а також містить ємнісний чутливий елемент у вигляді циліндричного конденсатора С1. При зміні рівня рідини, а отже зміні ємності чутливого елемента, змінюється ємнісна складова повного опору на електродах колектор біполярного транзистора та стік МДН-транзистора, що викликає ефективну зміну частоти коливального контуру.

Для визначення основних параметрів, що характеризують роботу вимірювача рідини рідини з частотним виходом на основі ємнісного чутливого елемента необхідно розрахувати повний опір на електродах стік-колектор транзистора VT2 і VT1. Для проведення розрахунків схему на рис. 1а перетворимо у зручнішу рис. 1б.

Залежність вихідної частоти від ємності чутливого елемента визначається по контуру зворотного струму згідно еквівалентної схеми (рис. 1б). Функція перетворення вимірювального каналу приладу на основі біполярного та двозатворного МДН-транзистора описується виразом:

$$f = \frac{\sqrt{6} \left((2\pi\epsilon_1 (h(\epsilon_2 - 1) + h_2) / \ln(d_2/d_1)) (abcd(k+p) + kp(cd(a+b) + ab)) + kpab(c+d) \right)}{kpabcd \cdot 19200\pi^2 \epsilon_1 (h(\epsilon_2 - 1) + h_2) / \ln(d_2/d_1)}, \quad (1)$$

де $a = C_{nc}$, $b = C_{ne}$, $c = C_{oe1}$, $d = C_4$, $k = C_{3c}$, $p = C_{3132}$, $x = C_1 = 2\pi\epsilon_1 (h(\epsilon_2 - 1) + h_2) / \ln(d_2/d_1)$.

Знайшовши першу похідну від (2.5), отримаємо рівняння чутливості:

$$S = \frac{\pi^2 \epsilon_0 abcdk^2 p \left(2\pi\epsilon_0 (\epsilon - 1) (abkp + cdkp(a+b) + \sqrt{6}abcd(k+p)) / \ln(d_2/d_1) \right)}{\ln(d_2/d_1)} (h_2 - h + \epsilon h) +$$

$$+ \frac{2\pi\epsilon_0 cd (h_2 - h + \epsilon h) (kp(a+b) + \sqrt{6}ab(k+p)) / \ln(d_2/d_1)}{\ln(d_2/d_1)} + \pi^2 \epsilon_0 (\epsilon - 1) abcdk^2 p \times$$

$$\times \frac{(abkp(c+d + 2\pi\epsilon_0 (h_2 - h + \epsilon h) / \ln(d_2/d_1)))}{\ln(d_2/d_1)}. \quad (2)$$

Результати експериментальних досліджень залежності вихідної частоти від зміни рівня рідини подано на рис. 3. В якості рідини використано дистильовану воду.

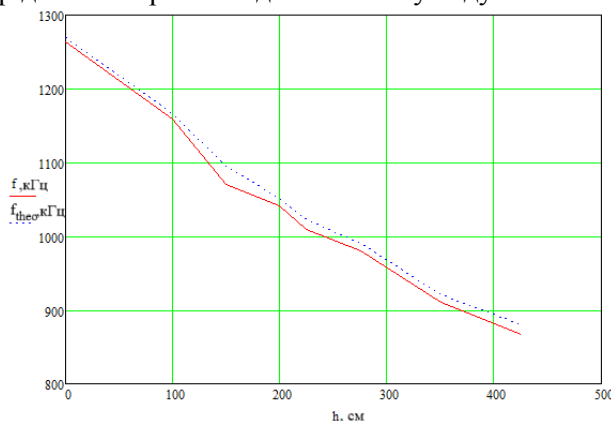


Рисунок 3 – Залежність вихідної частоти від зміни рівня рідини

Як видно з рис. 3 експериментальна частота f з деякою похибкою відрізняється від теоретичної частоти f_{theo} , при збільшенні рівня рідини, яка знаходиться в резервуарі в межах 0–26 см вихідна частота буде зменшуватися в межах 1264,2 – 867 кГц.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Осадчук В. С. Напівпровідникові прилади з від'ємним опором / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця: ВНТУ, 2006. – 162 с.
2. Осадчук В. С. Радіовимірювальні мікроелектронні перетворювачі потужності оптичного випромінювання з частотним виходом : монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Жагловська. – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 168 с.

Жагловська Олена Миколаївна; кандидат технічних наук, старший викладач; Вінницький національний технічний університет; м. Вінниця; alenail86@gmail.com.

Коваль Денис Станіславович; факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем; група ME-14б.

Zhahlovska Olena Mykolajivna; candidate of engineering sciences, senior teacher; Vinnytsya national technical university; Vinnytsa.

Koval Denis Stanislavovich; faculty of Infocommunications, radioelectronics and nanosystems; student, group ME-14b.

БЕЗПЛОТНІ ЛІТАЛЬНІ АПАРАТИ ДЛЯ ОХОРОНИ ОБ'ЄКТІВ

¹ Вінницький національний технічний університет

Анотація

В роботі проаналізовано стан та можливості використання безпілотних апаратів для охорони об'єктів. Розглянуто чинники, що впливають на їх використання в даній сфері.

Ключові слова: охорона об'єктів; безпілотні літальні апарати.

Abstract

The state and capabilities of the use of unmanned vehicles for the protection of objects are analyzed. The factors influencing their use in this sphere are considered.

Keywords: protection of objects; unmanned aerial vehicles..

Вступ

На сьогодні існує гостра проблема захисту об'єктів та територій від проникнення зловмисників. Враховуючи розвиток технологій та сфер, які суміжні з ними, є багато варіантів щодо способів вирішення цієї проблеми. До них відносять: застосування систем контролю доступу, систем відеоспостереження та безпілотних літальних апаратів.

Під останніми згідно термінології слід розуміти будь-які авіаційні літальні апарати без пілота (екіпажу) на борту, призначені для виконання завдань, які властиві пілотованим літальним апаратам [1].

БПЛА характеризуються такими перевагами над пілотованою авіатехнікою, як: відсутність в необхідності в екіпажі та системах його життєзабезпечення, аеродромах; відносна невисока вартість і низькі витрати на їх створення, виробництво та експлуатацію; порівняно незначні масогабаритні параметри в поєднанні з високою надійністю, значною тривалістю і дальністю польоту, маневреністю та переліком цільового спорядження, яке може бути розміщене на борту, тощо.

Тому метою роботи є аналіз стану та можливостей для використання безпілотних літальних апаратів для охорони об'єктів і чинники, що впливають на їх застосування.

Результати аналізу

Спочатку безпілотні літальні апарати використовувались у військовій сфері, швидко розвивались та модернізувались технологічно, удосконалювались матеріали та обладнання [1]. Поступово вони почали проникати в інші сфери господарської діяльності людини, а саме: доставки товарів, відеозйомки тощо. Це зробило їх більш дешевшими, доступнішими та збільшило їх різноманіття.

Безпілотні літальні апарати чудово зарекомендували себе в системах охорони великих територій, протяжних нафтопроводів та місцевостей, ускладнених різноманітним рельєфом. Вищевказане унеможливорює використання інших систем захисту через високі витрати для прокладання кабелю та іншого супутнього обладнання. Це перевага перед іншими системами захисту.

Для охорони об'єктів меншої площі зазвичай використовують системи відеонагляду або системи контролю доступу у відповідності до вимог. Прикладом може слугувати розроблений американським стартапом Artonomy[2] сторожовий безпілотний літальний апарат. Дана розробка виконана за схемою октокоптера, до якого під'єднанні відеокамера, пристрій нічного бачення, тепловізор, гучномовець та автоматична система підзарядки. Це вже призвело до конкуренції в сегменті охорони невеликих об'єктів.

Розробка безпілотного літального апарату для охорони об'єктів вимагає врахування багатьох факторів, які визначають параметри цього приладу. Згідно класифікації [3] для безпілотних літальних апаратів для охорони об'єктів повинні бути властиві класифікаційні ознаки, які наведені в табл. 1.

Таблиця 1 – Класифікаційні ознаки безпілотних літальних апаратів

За масштабом завдань, що вирішуються	• Тактичні (дальність польоту – 80 км) • Оперативно-тактичні (дальність польоту – 300 км) • Оперативно-стратегічні (дальність польоту – 700 км)
За масою	• Малорозмірні (до 200 кг) • Середньорозмірні (від 200 до 2000 кг)
За тривалістю польоту	• Малої тривалості (до 6 год) • Середньої тривалості (від 6 до 12 год) • Великої тривалості (більше 12 год)
За практичною стелею польоту	• Маловисокі (до 1 км)
За типом літального апарату	• За літаковою аеродинамічною схемою • За гелікоптерною аеродинамічною схемою • Легші за повітря
За базуванням	• Наземні • Морські
За використанням	• Військові • Цивільні (державні, приватні, комерційні)
За типом системи керування	• Дистанційно пілотовані • Дистанційно керовані • Автоматичні • Дистанційно керовані авіаційною системою
За правилами польоту	• Візуальні • Приладові • Візуально-приладові
За типом крила	• Фіксовані • Плаваючі
За напрямком	• За напрямком підйому (горизонтальні, вертикальні, мультипідйомні) • За напрямком посадки (горизонтальні, вертикальні, парашутні, мачтові, безпосадкові, мультиспускові)
За типом	• За підйомом (аеродромні, запускні, палубні, водні, ручні, нетипово підйомні, мультипідйомні) • За посадкою (аеродромні, точкові, палубні, водні, безпосадкові, нетипово посадкові, мультипосадкові)
За паливною системою	• Монозаправні • Полізаправні (наземна, платформна (морська, бортова))
За типом паливного бака	• Базові • Базово-резервні
За кількістю використання	• Одноразові • Багаторазові
За радіусом дії	• Близького радіусу • Малого радіусу • Середнього радіусу • Дальнього радіусу • Великої дальності польоту

Висновки

В роботі проаналізовано стан та можливості використання безпілотних апаратів для охорони об'єктів. Розглянуто чинники, що впливають на їх використання в даній сфері, а саме масштаб завдань, що вирішуються, маса, тривалість польоту, практична стеля польоту, тип літального апарату, базування, використання, тип системи керування, правило польоту, тип крила, напрям, паливна сис-

тема, тип паливного баку, використання, радіус дії.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Техніка авіаційна військової призначеності. Апарати літальні безпілотні. Основні терміни, визначення понять і класифікація: ДСТУ В 7371:2013 / Міністерство економічного розвитку і торгівлі України [Наказ № 1010 від 22.08.2013]. – К., 2014. – С. 2.
2. Американцы разработали сторожевой дрон [Електронний ресурс] : Василий Сычёв // N+1 Интернет-издание. – Режим доступа до ресурсу: <https://nplus1.ru/news/2016/09/20/drone>.
3. Knysh B.P. The classification of the certain types of the unmanned aerial vehicles / B.P. Knysh, P.V. Brovko, D.S. Popil // International periodic scientific journal. Modern engineering and innovative technologies. Heutiges ingenieurwesen und innovative technologien. – Karlsruhe, 2017. – Issue №2. – Vol 1. – P.34-39.

Книш Богдан Петрович — доцент кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: tutmos-3@i.ua;

Алексєєв Максим Андрійович — студент групи МЕ-156, кафедра електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Науковий керівник: **Богдан Петрович Книш** — канд. техн. наук, доцент кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Knysh Bogdan P. – Cand. Sc. (Eng.), Docent of the Department of Electronics and Nanosystems Vinnytsia, National Technical University. Vinnytsia, tutmos-3@i.ua;

Alekseev Maksym A. — Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Supervisor: **Knysh Bogdan P.** – Cand. Sc. (Eng.), Docent of the Department of Electronics and Nanosystems Vinnytsia National Technical University. Vinnytsia.

БЛОК КЕРУВАННЯ ВАНТАЖНИМ БЕЗПІЛОТНИМ ЛІТАЛЬНИМ АПАРАТОМ

¹Вінницький національний технічний університет

Анотація

У роботі описано перспективи використання безпілотних літальних апаратів (БПЛА) та розроблено блок керування вантажним, безпілотним літальним апаратом. Наведено залежність тяги БПЛА від обертів двигунів та пропелерів.

Ключові слова: БПЛА, вантажний безпілотний літальний апарат.

Abstract

The paper describes the prospects for the use of unmanned aerial vehicles (RPV) and developed a control unit for cargo, unmanned aerial vehicle. The dependence of propeller propulsion on engine and propeller revolutions is shown.

Keywords: RPV, cargo unmanned aerial vehicle.

Вступ

Проблема сучасних БПЛА на сьогодні полягає у збільшенні вантажопідйомності. Ця проблема може бути вирішена шляхом збільшення потужності двигунів та підбором оптимальних пропелерів.

Це є актуальним, адже БПЛА вже стали невід'ємною складовою нашого життя. Вони використовуються як у воєнних так і в цивільних цілях: для зйомок фільмів, моніторингу стану об'єктів, дослідження ґрунтів в агропромисловості тощо. Всі ці операції вимагають від БПЛА мати певне значення тяги для реалізації потрібної вантажопідйомності. У майбутньому можна буде використовувати БПЛА для евакуації людей, доставки важких вантажів і навіть перевезення пасажирів. Тому питання зі збільшенням вантажопідйомності стає все більш актуальним, як і розробки механізму роботи таким БПЛА [1].

Таким чином, метою роботи є розробка блоку керування вантажним БПЛА та дослідження його характеристик.

Основна частина

Однією з можливих реалізацій БПЛА для вирішення поставленої мети є використання пристрою, що містить чотири крила з двигунами та пропелерами на кожному крилі. Пропелери розташовані в одній площині та обертаються діагонально в протилежних напрямках (два за годинниковою та два проти годинникової стрілки). Кожний пропелер може обертатись окремо від інших та змінювати швидкість руху БПЛА. Змінюючи швидкість обертання кожного пропелера, можна створювати бажану тягу. Структурна схема такого пристрою показана на рисунку 1.

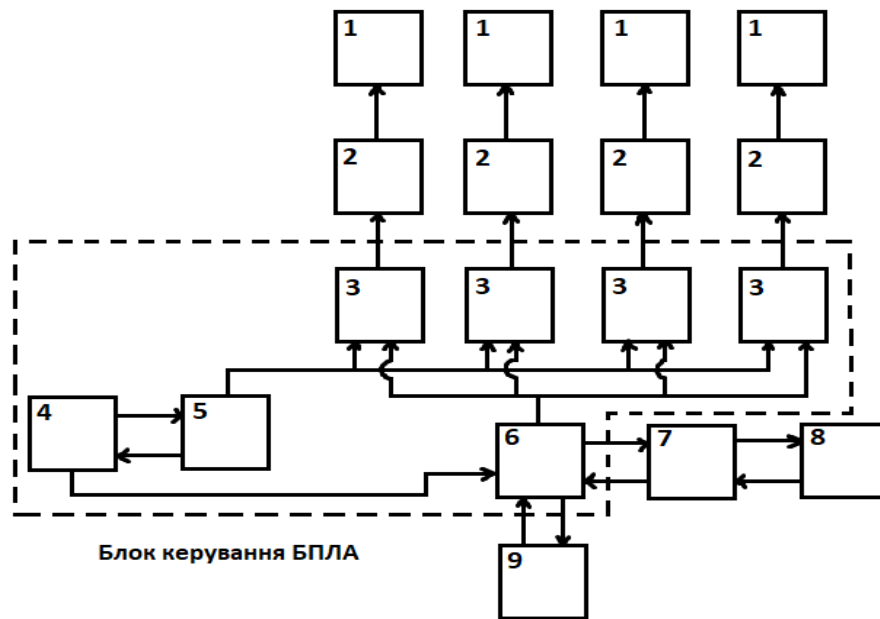


Рисунок 1 – Структурна схема вантажного БПЛА:

1 – Пропелери, 2 – Двигуни, 3 - Контролери двигунів, 4 - Контролер заряду батареї, 5 – Батарея, 6 - Бортова система керування БПЛА, 7 – Ресивер, 8 – Антена, 9 - GPS трекер

Значною мірою на тягу БПЛА впливають двигуни і пропелери. Для покращення вантажопідйомності необхідно підібрати характеристики двигуна і його співвідношення з параметрами пропелера. При збільшенні потужності двигуна можна збільшити діаметр лопаті, але якщо радіус розмаху пропелера буде занадто великий, то він буде повільно збільшувати та зменшувати швидкість. Також, одним з методів збільшення ваги, яку може підняти БПЛА, є додавання більшої кількості двигунів. Це є не доцільно, оскільки збільшується витрата енергетичних ресурсів. Отже, для отримання більшої вантажопідйомності з мінімальними енергозатратами, потрібно підібрати потужні двигуни з високою швидкістю обертання. Наприклад, залежність ваги вантажу від тяги для двигуна GARTT ML 2212 920KV та пропелера з двома лопатями діаметром 304 мм наведено в таблиці 1.

Таблиця 1. Залежність ваги вантажу від тяги двигуна.

n, об/хв	590	785	1000	1500	2000	2500	3000	3500	4000
T, г	23,6	48,5	88,15	209	376	597	718	935	1000

На основі отриманих значень можна побудувати графік залежності тяги від швидкості обертання пропелера (рисунок 2).

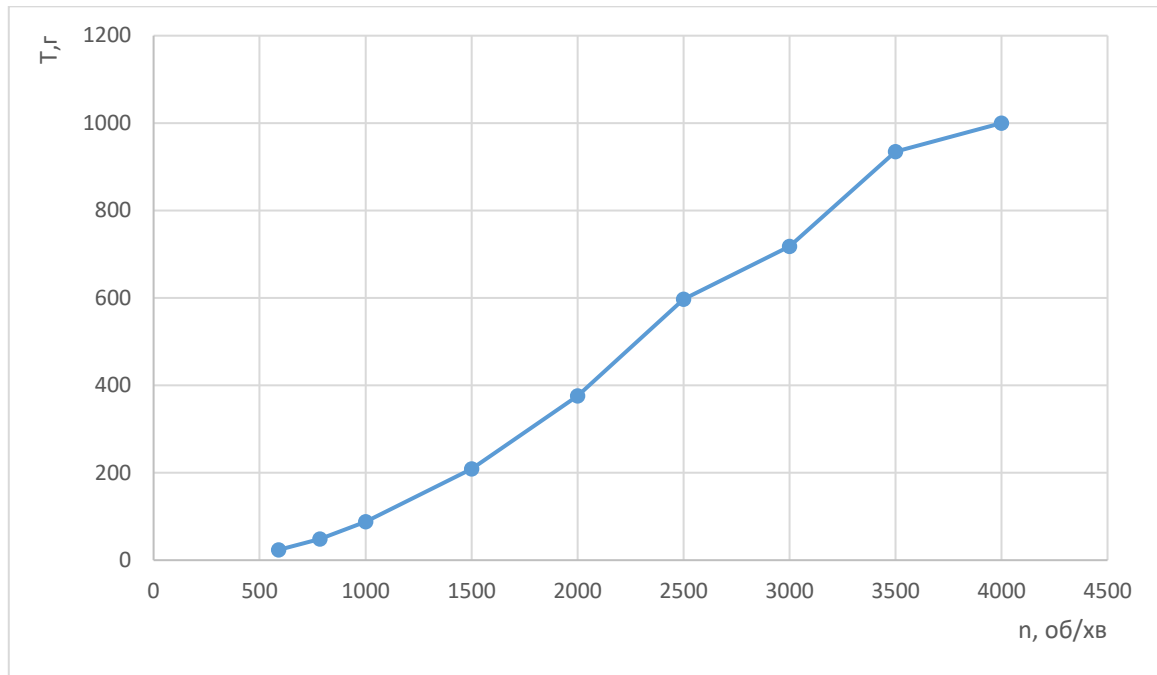


Рисунок 2 - Графік залежності тяги від швидкості обертання пропелера.

З графіка залежності тяги від швидкості обертання пропелера видно, що зі збільшенням обертів двигунів і пропелера збільшується вантажопідйомність БПЛА.

Висновок

У даній роботі було розглянуто перспективи використання БПЛА та розроблено блок керування вантажним, безпілотним літальним апаратом. Наведено тенденцію залежності тяги БПЛА від обертів двигунів та пропелерів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Книш Б.П. Класифікація безпілотних літальних апаратів та їх використання для доставки товарів / Б.П. Книш, Я.А. Кулик, М.В. Барабан // Вісник Хмельницького національного університету. – 2018. – №3. – С. 246-252.
2. Ардупілот [Сайт]. Режим доступу: <http://ardupilot-mega.ru/> (дата звернення 05.03.2019). – Назва з екрану.
3. АлексГайвер [Сайт]. Режим доступу: <https://alexgyver.ru/quadcopters/> (дата звернення 05.03.2019). – Назва з екрану.

Книш Богдан Петрович – к.т.н., доцент кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м.Вінниця, e-mail: tutmos-3@i.ua

Курячий Роман Олександрович – студент групи МЕ-15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м.Вінниця, e-mail: doc.98@ukr.net

Науковий керівник: **Книш Богдан Петрович** – к.т.н., доцент кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м.Вінниця, e-mail: tutmos-3@i.ua

Knysh Bogdan Petrovich - Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: tutmos-3@i.ua

Kuryachiy Roman Aleksandrovich - student group ME-15b, faculty of infocommunications, radio electronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: doc.98@ukr.net

Scientific supervisor: Knysh Bogdan Petrovich - Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: tutmos-3@i.ua

НВЧ ВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ВОЛОГОСТІ ПРИРОДНОГО ГАЗУ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розроблено математичну модель мікрохвильового вимірювального перетворювача на основі хвильового методу вимірювання вологості природного газу за допомогою біжучої хвилі. Запропоновано структурну схему вимірювального перетворювача вологості природного газу.

Ключові слова: математична модель, мікрохвильовий вимірювальний перетворювач, вологість, природний газ.

Abstract

The mathematical model of the microwave measuring converter based on the waveguide method of measuring the humidity of natural gas by using a traveling wave is developed. The structural scheme of the measuring transducer of the moisture meter of natural gas is proposed. The output magnitude of the converter of the microwave measuring transducer, based on the passage of the electromagnetic wave through the waveguide in a free medium, serves as a relaxation by changing the dielectric constant of the wet gas.

Keywords: mathematical model, microwave measuring converter, humidity, natural gas.

Однією з найважливіших задач при транспортуванні природного газу є оцінка його якості, зокрема за показником вологості. Умови транспортування не потребують повного видалення вологи з природного газу, а вимагають лише підтримки необхідної температури точки роси вологи та вуглеводнів, а отже його постійного вимірювального контролю. Таким чином контроль точки роси по волозі є найважливішим технічним і технологічним фактором, що визначає безперебійне транспортування природного газу [1].

Аналіз вітчизняних і зарубіжних розробок показує, що за останнє десятиліття найбільше поширення знайшли гігрометри, засновані на діелькометричному методі. У НВЧ вимірювальному перетворювачі вологості природного газу, який запропонований в роботі, використовується саме діелектричний метод, оснований на ефекті біжучої хвилі, в якому оцінюються зміни діелектричних властивостей газів при їх взаємодії з радіохвилями сантиметрового діапазону. Вимірювання зводяться до визначення комплексного коефіцієнта передачі ділянки прямої системи, заповненої досліджуванним матеріалом коефіцієнта поглинання як функції вологовмісту.

Потужність випромінювання в хвильоводі згасає за законом [2]:

$$P = P_0 \cdot e^{-\alpha \cdot l}, \quad (1)$$

де P_0 – вхідна потужність, що поширюється по хвильоводу; l – довжина проходження НВЧ сигналу в досліджуваному середовищі; α – загальний коефіцієнт поглинання, що визначається як $\alpha = \alpha_1 + \alpha_2$, де α_1 – коефіцієнти поглинання по водяній парі газу, відповідно.

Коефіцієнт поглинання по водяній парі можна визначити як

$$\alpha_2 = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \frac{p \cdot 273,2}{760 \cdot T} \cdot (\sqrt{E_2'^2 + E_2''^2} - E_2'')}, \quad (2)$$

де $E_1' = \varepsilon_0' - 1$, $E_1'' = \varepsilon_0'' - 1$, де ε_0' , ε_0'' – дійсна і уявна складові комплексної діелектричної проникності водяної пари $\varepsilon^* = \varepsilon_0' - j\varepsilon_0''$ [3].

Аналогічно для газу:

$$\alpha_2 = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \frac{p \cdot 273,2}{760 \cdot T} \cdot (\sqrt{E_2'^2 + E_2''^2} - E_2'')}. \quad (3)$$

Проведені дослідження математичної моделі дозволили розробити НВЧ вимірювальний перетворювач вологості природного газу, структурна схема якого наведена на рис. 1.

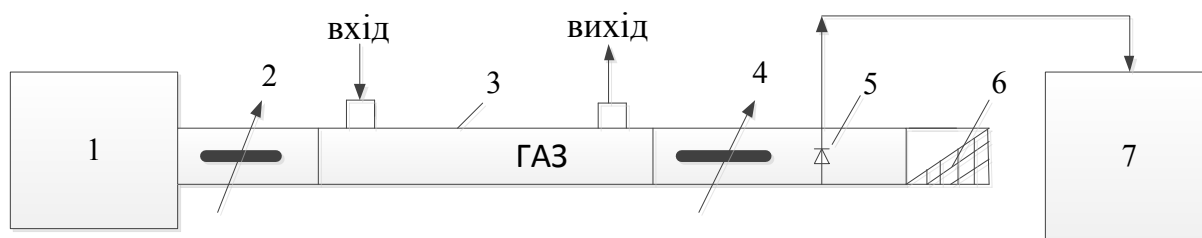


Рис. 2 – Структурна схема вимірювального перетворювача вологості газу

НВЧ генератор 1 випромінює електромагнітну енергію з довжиною хвилі $\lambda = 3$ см. Ця електромагнітна енергія потрапляє на атенюатор 2, з якого надходить на вимірювальну кювету 3. Через вхідний штуцер (вхід) в вимірювальну кювету 3, що представляє собою стандартний 3 см хвилевід, закачується досліджуваний газ. Електромагнітна енергія проходить через шар досліджуваного газу в хвилеводі, послаблюється в залежності від кількості води, що міститься в природному газі, і надходить на атенюатор 4. З атенюатора 4 вона потрапляє на високочастотний діод 5, який перетворює електромагнітну енергію в постійний струм, що змінюється в залежності від величини діелектричної проникності досліджуваного газу в даний період часу. Проходячи діодну секцію 5, електромагнітна хвиля поглинається узгодженим навантаженням 6. Високочастотний діод 5 випрямляє високочастотний струм, що надходить на нього, величина якого фіксується зовнішнім індикаторним пристроєм 7.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. ГОСТ 5542-87 Газ горючий природный для промышленного и коммунально-бытового назначения. Технические условия. Госстандарт России (01.01.1988). М.: ИПК Издательство стандартов, 2000 ; 2004.М. А.
2. Берлинер, *Измерения влажности*. М. : Энергия, 1973, 400 с.
3. Брандт А. А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах / Брандт А.А. – М.: Физматгиз, 1963. – 404 с.

Новицький Дмитро Володимирович — аспірант кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail yosyp.bilynsky@gmail.com.

Науковий керівник: **Білинський Йосип Йосипович** — д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail yosyp.bilynsky@gmail.com.

Novitsky Dmitry V. — post-graduate student of the Chair of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail yosyp.bilynsky@gmail.com.

Supervisor: **Bilynsky Josyp J.** — Dr. Sc. (Eng.), Professor, Head of the Chair of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail yosyp.bilynsky@gmail.com.

ОГЛЯД ПЕРСПЕКТИВ ВИКОРИСТАННЯ УЛЬТРАЗВУКУ В НАУЦІ ТА ТЕХНІЦІ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Наведено короткий огляд застосування ультразвуку в різних галузях науки і техніки в сучасних умовах. Розглянуто і охарактеризовано перспективні області застосування ультразвукових хвиль у майбутньому.

Ключові слова: Ультразвук, хвиля, кавітація, застосування ультразвуку, голограма.

Abstract

A brief overview of the application of ultrasound in various fields of science and technology is given. Considered and characterized perspective areas of application of ultrasonic waves in the future.

Key words: Ultrasound, wave, cavitation, ultrasound application, hologram.

Ультразвук – це пружні коливання і хвилі з частотою вище 20 кГц, не чутні людським вухом, що можуть розповсюджуватись у повітрі, рідинах та у твердих тілах. Графічно він зображується у вигляді синусоїдальної хвилі, позитивні напівхвилі якої відповідають областям стиску в середовищі, а негативні – областям розрідження. Ультразвук отримують за допомогою зворотного п'єзоелектричного ефекту, фізична сутність якого полягає в тому, що при прикладанні до торцевої поверхні пластини з кварцу, титанату барію або іншого п'єзокристала змінної електричного напруги пластина періодично змінює свою товщину (стискування - розтягання). Це призводить до того, що в прилеглих до пластини шарах навколишнього середовища виникає то розрідження, то згущення частинок середовища, тобто утворюються механічні коливання ультразвукової частоти [1].

Ультразвукові хвилі здатні відбиватися від стінок різних середовищ, мають властивості фокусування, дифракції та інтерференції. Якщо акустичний опір середовищ відрізняється різко, то відбиття і заломлення ультразвуку сильно зростають. Він має свої особливості та переваги, за якими відрізняється від звуків чутного діапазону. Порівняно легко в ультразвуковому діапазоні отримати направлене випромінювання. До того ж він добре фокусується, і в результаті цього підвищується інтенсивність коливань. При поширенні в твердих тілах, рідинах і газах ультразвук створює цікаві явища, що знайшли практичне застосування в багатьох областях техніки і науки (кавітація, дегазація тощо). Роль ультразвуку в різних сферах життя сьогодні дуже велика [2].

На даний час ультразвук почав набувати в наукових дослідженнях все більшу роль. Успішно проведено експериментальні та теоретичні дослідження в області акустичних течій та ультразвукової кавітації, що дозволило вченим розробити технологічні процеси, які протікають при впливі в рідкій фазі ультразвуку. Ультразвук застосовується у фізиці напівпровідників і твердого тіла. Сьогодні формується окремий напрям хімії, що має назву "ультразвукова хімія". Застосування ультразвукової хімії прискорює безліч хіміко-технологічних процесів. Створена молекулярна акустика – новий розділ акустики, що вивчає молекулярну взаємодію з речовиною звукових хвиль. Створилися нові сфери застосування ультразвуку: голографія, інтроскопія, акустoeлектроніка, ультразвукова фазометрія, квантова акустика. Крім експериментальних і теоретичних робіт у цій області, сьогодні було виконано безліч практичних. Створено спеціальні і універсальні ультразвукові прилади, установки, які працюють під підвищеним статичним тиском і впроваджені у виробництво ультразвукові автоматичні установки, включені в потокові лінії, що дозволяє істотно підвищити продуктивність праці [3].

На даний час є велика кількість сфер застосування ультразвуку, при цьому використовуються різні його властивості. Ці сфери можна розбити на три напрямки. Перша з них пов'язана з отриманням за допомогою ультразвукових хвиль різної інформації. Другий напрямок – активний вплив ультразвуку

на речовину. А третій напрям пов'язаний з передачею та обробкою сигналів. Ультразвукові хвилі певного діапазону частот використовуються в кожному конкретному випадку.

За допомогою ультразвуку на сьогодні проводяться різні види наукових досліджень (молекулярні процеси в різних структурах, визначення концентрації речовин в розчинах, визначення складу матеріалів тощо), ультразвук застосовується в обробці речовин використовуючи кавітацію (металізація, ультразвукова очистка, дегазація рідин, диспергування, отримання аерозолів, стерилізація тощо), застосовуються технологічні процеси з використанням ультразвуку (коагуляція, горіння в ультразвуковому середовищі, сушіння, зварювання тощо), широко застосовується ультразвук і в медицині (ультразвукові дослідження, ультразвукові скальпелі, мікромасаж структур тканини за допомогою вібрації, стимулювання регенерації клітин, підвищення проникненості оболонок тканин, акушерство, кардіологія тощо). Але не зважаючи на таке широке застосування, ультразвук є основою для подальших перспективних досліджень, які можуть призвести до потужних змін у людському житті [4].

Такими новітніми перспективними сферами застосування ультразвуку є:

1. Безконтактна альтернатива сенсорним технологіям. Ультразвук ефективно застосовують для створення невидимих кнопок в повітрі, які можна відчутти. Це відбувається за рахунок того, що масив ультразвукових передавачів виробляє і формує звукові хвилі, створюючи невеликі ділянки з тактильними відчуттями на шкірі в певних місцях, що дозволяє відразу відчутти коли було активовано розпізнавання жесту. Використання такої технології дозволяє замінити повсякденні пристрої, такі як смартфони, повністю водонепроникними, безконтактними та обізнаними про довкілля. Ця технологія також може бути поєднана з системами віртуальної реальності, щоб можна було відчутти штучно створене середовище, що привнесе новий вимір у відеоігри та розваги.

2. Ультразвукова акустична голограма. У цьому методі ультразвук використовується для переміщення мікрочастинок у певному середовищі для формування зображення. Одним з таких прикладів є проектування звукових хвиль через спеціально сконструйовану пластину з малюнком у воду, що містить пластмасові частинки, що призводить до їх певного вирівнювання.

3. Окуляри для сліпих. Вчені створили ультразвуковий шолом, який надсилає ультразвукові хвилі, а потім перетворює відбиті сигнали в чутні звуки, які людський мозок здатний перетворювати на детальний уявний знімок навколишнього середовища.

4. Левітування об'єктів. За достатньої потужності, з використанням ультразвуку можливо змусити об'єкти невеликих розмірів левітувати за допомогою одних тільки звукових хвиль і переміщати їх в різні боки, але переміщення великих об'єктів, потребує дуже великих рівнів потужності, що можуть завдати шкоди людині. Застосування такої технології має потенціал в медицині, одним з напрямків це переміщення ліків по тілу в напрямку цільових клітин. Також в майбутньому можуть з'явитися машини, які будуть за рахунок ультразвуку левітувати над землею за відсутності тертя переміщатися з великою швидкістю.

5. Дослідження у космосі. Уже тривалий час ультразвукова технологія використовується як інструмент для дослідження. При використанні високої потужності ультразвукові коливання можна використовувати для буріння досить щільного матеріалу. Це використання пропонувалось при пошуках підземних нафтових і газових родовищ. Ультразвукову ехолокацію також можна використовувати в якості датчика, який допомагає повітряним безпілотним апаратам уникати перешкоди, щоб їх можна було відправляти у небезпечні і важкодоступні місця, але застосування ультразвуку не обмежується планетою Земля. Вчені розглядають використання ультразвукових приладів для збору зразків у космосі.

Отже, ультразвук посідає одне з провідних місць в науці і техніці для дослідження та вимірювання різноманітних параметрів, а також в багатьох галузях промисловості та медицини. Але використання ультразвуку в майбутньому є перспективним та може призвести до кардинальних змін у нашому житті.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Осипов Л. В. Ультразвуковые диагностические приборы. Режимы, методы и технологии. – М.: Изомед, 2011. – 316 с.
2. Що таке ультразвук? Застосування ультразвуку в техніці та медицині [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://faqukr.ru/osvita/160911-shho-take-ultrazvuk-zastosuvannja-ultrazvuku-v.html>.

3. Ультразвук та інфразвук, нормування, дія на організм [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://studopedia.com.ua/1_60636_ultrazvuk-ta-infrazvuk-normuvannya-diya-na-organizm.html.

4. П'ять застосувань ультразвуку, які змінять світ [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://uaengineer.com.ua/pyat-zastosuvan-ultrazvuku-yaki-zminyat-svit/>.

Мушинський Юрій Ігорович – студент групи ЕП-16б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: mushinskyura@gmail.com.

Науковий керівник: **Огородник Костянтин Володимирович** – кандидат технічних наук, доцент кафедри Електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: kotokord@gmail.com.

Yuriy I. Mushinsky - student group EP-16b, faculty of infocommunications, radioelectronics and nanoistems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: mushinskyura@gmail.com.

Supervisor: **Konstantin V. Ogorodnik** - PhD in Technical Sciences, Associate Professor, Department of Electronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: kotokord@gmail.com.

GPRS-ТРЕКЕР З ЦЕНТРАЛІЗОВАНОЮ БАЗОЮ ДАНИХ НА БАЗІ ARDUINO

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В даній роботі розглянуто конструкцію та розробку GPRS-трекера на базі Arduino, в якій використовується централізована база даних, характеристики модулів.

Ключові слова: трекер, база даних, Arduino, програмування на мові C/C++, централізована база даних.

Abstract

In this paper we consider the design and development of an Arduino-based GPRS tracker, which uses a centralized database.

Keywords: tracker, database, Arduino, programming in C / C ++, centralized database.

Вступ

Сучасні мікроконтролери за своїми параметрами мало чим поступаються мікропроцесорним системам і тому на їх основі можна розробляти і створювати повноцінні розумні прилади.

На сьогодні існує гостра проблема відстеження місцезнаходження транспорту для комерційних та некомерційних цілей. В даний час існують GPRS-трекери, які відстежують місцезнаходження та маршрут в автономному режимі та трекери, які відстежують громадський транспорт. Ці прилади не дають змогу відстежувати транспортні засоби в режимі реального часу та не можуть бути відстежені операторами компаній.

Результати дослідження

Ця проблема може бути вирішена за допомогою порталів компаній, які будуть спеціалізуватися на відстеженні місцезнаходження GPRS-трекерів та відображення їх у мережі інтернет з безпечним та вибірковим виводом інформації для окремих компаній-клієнтів[1].

За допомогою Arduino можна розробити GPRS-трекер, який відповідає заданим параметрам та характеризується такими перевагами над стандартними трекерами, як: гнучкість програмування, відкрита система, підключення до заданої бази даних, перегляд даних місцезнаходження в мережі інтернет за логіном та паролем.

У цій науковій роботі розглядається будова та можливості GPRS-трекера на базі Arduino з централізованою базою даних. Цей пристрій застосовується для відображення інформації щодо об'єктів, а саме: відстеження місцезнаходження, прокладання маршрутів, синхронізація даних GPRS з базою даних. Даний пристрій будується на платі NodeMCU ESP 8266 та модулях розширення для SIM-картки SIM900 based GSM/GPRS Shield, зчитування місцезнаходження супутників за допомогою модуля GPS SkyLab SKM53[2, 3]. Arduino ESP 8266 має Wi-Fi модуль, який дозволяє підключатися через телефони та ноутбуки, створити інтерфейс налаштувань трекера.

NodeMCU (Lolin) являє собою плату розробника на базі чіпа ESP8266 (версія ESP12E), який представляє собою UART-WiFi модуль з ультра низьким споживанням[4].

Характеристики:

- WiFi 802.11 b / g / n
- підтримка STA / AP / STA + AP режимів
- вбудований стек протоколів TCP / IP з підтримкою множинних клієнтських підключень (до 5)
- D0 ~ D8, SD1 ~ SD3: можуть бути використані як GPIO, PWM, ІІС, тощо.
- ток на виведення: 15 мА
- AD0: 1 виведення АЦП Power input: 4.5V ~ 9V (10VMAX)
- харчування: 4.5 - 9В (10В максимум), живлення від USB з наданням отладочного інтерфейсу
- споживання: обмін даними: ~ 70 мА (200 мА максимум), очікування: <200 мкА
- швидкість передачі: 110-460800 б / сек
- підтримка UART / GPIO інтерфейсів передачі даних

- перепрошивка з хмари або через USB
- відстань між контактними пинами: 28 мм
- діапазон робочих температур: -40 ~ +125 ° C
- маса: 18 г

Для модуля SIM-картки можна використати SIM900 based GSM/GPRS Shield на 4-х стандартному GSM / GPRS модулі. Управління здійснюється за допомогою AT команд (GSM 07.07, 07.05 і SIMCOM розширені AT команди) і повністю сумісний з Arduino і його клонами.[3]

Характеристики:

- 4 стандарту робочої частоти 850/900/1800/1900 MHz
- GPRS multi-slot клас 10/8
- GPRS mobile station class B
- Відповідає GSM phase 2/2 +
- Class 4 (2 W @ 850/900 MHz)
- Class 1 (1 W @ 1800 / 1900MHz)
- Управління за допомогою AT команд (GSM 07.07, 07.05 і SIMCOM розширені AT команди)
- Низький рівень споживання енергії: 1.5mA (sleep mode)
- Робоча температура: від -40 ° C до +85 ° C

GPS SkyLab SKM53 є повним модуль GPS з антеною gps, що відрізняє супер чутливістю, ультра низьким енергоспоживанням і малим форм-фактором. GPS сигнал подається на вхід антени модуля, який передає повне повідомлення серійних даних з позиції. Інформація представлена на послідовний інтерфейс з протоколом NMEA або власний протокол. Малий форм-фактор і низьке енергоспоживання, модуль легко інтегрується в портативному пристрої[2].

Особливості

- ультра висока чутливість: -165dBm
- дуже швидко TTFF при низькому рівні сигналу
- низьке енергоспоживання: Макс 30mA @ 3.3 V
- NMEA-0183 сумісний протокол або власний протокол
- робоча напруга: 3.0 В до 3.6 В
- SMD типу з печаткою отворів
- малий форм-фактор: 30 x 20 x 11.4 мм

Цей пристрій передає дані через інтернет в вказану базу даних. Використовується реляційна база даних MySQL.

Висновки

В роботі досліджено можливостей розробки GPRS-трекера на базі Arduino для відстеження та запису місцезнаходження. Розглянуто пристрій, який можна використовувати для даних цілей, а саме його будова та функції. Пристрій має просту конструкцію та малу ціну та високу технологічність. Також пристрій має зручну структуру, гнучкість та зручність програмування .

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Arduion programming notebook [Електронний ресурс] :Brian W. Evans // Інтернет-издание. – Режим доступу до ресурсу: https://playground.arduino.cc/uploads/Main/arduino_notebook_v1-1.pdf
2. GPS Module DataSheet [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: http://www.nooelec.com/files/SKM53_Datasheet.pdf
3. SIM900-AT Command Manual_ V1.03 [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: http://www.geeetech.com/Documents/SIM900_AT_Command_Manual_V1.03.pdf
4. ESP8266 NodeMCU WiFi Devkit_ [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://www.handsonetec.com/pdf_learn/esp8266-V10.pdf

Назаров Володимир Назарович; факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем; група ЕП-156, м. Вінниця.

Науковий керівник: **Йосип Йосипович Білинський** — д.т.н., професор кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Nazarov Vladimir Nazarovich; Faculty of Infocommunications, Radioelectronics and Nanosystems; group EP-15b.

Scientific supervisor: **Yoseph Yosypovych Bilinsky** - Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Вимірювач індукції магнітного поля на основі μ -алкоксо ацетилацетонату

¹ Вінницький національний технічний університет

Анотація

В даній роботі вимірювач індукції магнітного поля на основі μ -алкоксо ацетилацетонату для вимірювання магнітної індукції.

Ключові слова: ацетилацетонат; магнітна індукція.

Abstract

In this paper, a magnetic field induction measuring device based on μ -alkoxyacetylacetonate for measuring magnetic induction.

Keywords: acetylacetonate; magnetic induction.

Протягом тривалого часу не слабшає інтерес дослідників до купрату вісмуту. Це з'єднання Bi_2CuO_4 розглядається як вихідне при синтезі високотемпературних надпровідників типу $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{Ca}_{n-1}\text{Cu}_n\text{O}_{2n+4}$ із бінарних і потрійних оксидів, а також як антиферромагнетик (нижче 50 K). Є думка, що приводяться в літературі дані як по фізико-хімічним властивостям, так і по кількості фазових переходів Bi_2CuO_4 погано узгоджуються між собою[1]. Така відмінність експериментальних даних було пояснено різною чистотою вихідних оксидів з різними режимами синтезу, внаслідок чого кінцевий продукт міг містити якусь кількість сумішей або непрореагованих фаз.

Складність сполучення Bi_2CuO_4 зв'язана з особливостями діаграми стану системи $\text{Bi}_2\text{O}_3\text{CuO}$. З'єднання Bi_2CuO_4 плавиться інконгруентно і може бути отримано або твердо-фазним синтезом, або з розчину-розплаву. При цьому потрібно враховувати, що діаграма стану даної системи залежить від парціального тиску кисню; T_m на повітрі дорівнює 1118 K, а в атмосфері чистого кисню - 1130 K [2].

Тетрагональний оксид міді Bi_2CuO_4 має незвичайну кристалічну структуру з тривимірною мережею, добре відокремленою CuO_4 пакетами. Спінована структура Bi_2CuO_4 в магнітоупорядкованому стані нижче $T_N \sim 43\text{K}$ залишається спірною. Тут представлені результати детальних досліджень специфічних теплових, магнітних і діелектричних властивостей монокристалів Bi_2CuO_4 , вирощених методом плаваючої зони, поєднаних з поляризованим розсіюванням нейтронів і рентгенівськими вимірами високої роздільності. До 3,5 K вимірювання поляризованих нейтронів виявляють впорядковані моменти Cu , які вирівняні в межах площини. Нижчепочаткового антиферромагнітного впорядкування на великій відстані спостерігається електрична поляризація, індукована прикладеним магнітним полем, що вказує на порушення симетрії інверсії упорядкованим станом спінів Cu . Для магнітного поля, застосованого перпендикулярно до тетрагональної осі, спин-індукований сегнетоелектрик пояснюється термінами лінійного магнітоелектричного ефекту, який відбувається в метастабільному магнітному стані. Відносно невелика електрична поляризація, індукована полем, паралельним тетрагональної осі, може вказувати на більш складне магнітне упорядкування в Bi_2CuO_4 [3]

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Осадчук В. С. Напівпровідникові прилади з від'ємним опором / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця: ВНТУ, 2006. – 162 с.
2. Гетерометаллические μ -алкокси (медь-, висмут) содержащие ацетилацетонаты. Том 63 «Журнал общей химии» 1993р.
3. Magnetically induced ferroelectricity in Bi_2CuO_4 Zhao, L., Guo, H., Schmidt, W., Nemkovski, K., Mostovoy, M. & Komarek, A. C., 18-Aug-2017, In : Physical Review. B: Condensed Matter and Materials Physics. 96, 5, 11 p., 054424.
Petrakovskii G.A., Sablina K.A., Vorotynov A.M., Vasiliev V.N., Kruglik A.I., Balaev A.D., Velikanov D.A., Kiselev N.I. Magnetic, resonance, and electrical properties of single crystal and amorphous Bi_2CuO_4 // Solid State Commun.–1991.– V.79.– No4.–P.317–320.

Мартинюк Володимир Валерійович — кандидат технічних наук, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Червоний Владислав Валентинович — студент групи МЕ-15б, кафедра електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Науковий керівник: **Мартинюк Володимир Валерійович** — канд. техн. наук, доцент кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Martynyuk Volodymyr V. – Candidate of Technical Sciences, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Chervonyy Vladyslav V. — Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Supervisor: **Martynyuk Volodymyr V.** – Cand. Sc. (Eng.), Senior Lecturer of the Department of Electronics and Nanosystems Vinnytsia National Technical University. Vinnytsia.

УЛЬТРАЗВУКОВА ВАННА ДЛЯ ОЧИСТКИ ПЛАТ НА МІКРОКОНТРОЛЕРІ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Розглянуто варіант побудови пристрою для очистки деталей, приладів і плат на основі ультразвукових коливань, який дозволяє очистити матеріал від хімічних пошкоджень в важкодоступних місцях та забезпечує ефективну очистку без фізичних пошкоджень матеріалу.

Ключові слова: ультразвук, мікроконтролер, очистка матеріалу, ультразвукова ванна.

Abstract

The variant of construction of a device for cleaning parts, devices and boards based on ultrasonic oscillations is considered, which allows to clean the material from chemical damage in hard-to-reach places and provides an effective cleaning without physical damage to the material.

Key words: ultrasound, microcontroller, material purification, ultrasonic bath.

Вступ

На сьогоднішній день існує потреба в ефективній очистці деталей в різних галузях промисловості, зокрема, і в радіоелектроніці та мікроелектроніці. Ефективність видалення забруднень при розчиненні, диспергуванні або механічному очищенні залежить від фізичних і хімічних властивостей очищувальних засобів та методів їх використання. Існує ряд методів очищення, які умовно поділяють на фізичні, хімічні, фізико-хімічні. Одним з таких методів, який умовно можна віднести до фізико-хімічних, є ультразвуковий метод очищення. Використання ультразвуку для очищення має ряд переваг: дозволяє очистити найнедоступніші для ручної обробки місця; не пошкоджується цілісність поверхні і конструкції в цілому. Ультразвукові ванни отримали широке застосування в багатьох галузях промисловості. Затребуваність ультразвукових пристроїв очистки обумовлена отриманням більш дієвого результату в порівнянні з традиційними методами очищення [1].

На сьогодні існує багато видів ультразвукових ванн з різними характеристиками, наприклад, ультразвукова ванна УХ-3030 [2]. Але до недоліків вказаної ванни можна віднести низькопотужний п'єзoeлектричний випромінювач, а також недосконалий тепловідвід, через що спричиняється перегрів на високих частотах. Ультразвукова ванна Jeken (Codyson) PS-20A [3] має більш високу потужність, підігрів рідини в самій ванні, високочастотний ультразвуковий перетворювач. Але вартість цієї ванни є досить значною. Отже, розробка недорогої ультразвукової ванни з достатньою потужністю для ефективного очищення є безперечно актуальною задачею.

Результати досліджень

Розроблено структурну схему ультразвукової ванни, яка зображена на рисунку 1.

Схема живиться від блоку живлення 220В, напруга з якого через понижуючий трансформатор та стабілізатор підводиться до усіх елементів приладу. Мікроконтролер служить для керування усім процесом очищення, зокрема керуюча програма відповідно до налаштувань запускає ультразвукові перетворювачі (запускає процес очищення) через імпульсний трансформатор. Після закінчення процесу очищення, мікроконтролер виводить на рідиннокристалічний дисплей інформацію про зупинку процесу, час очищення та готовність до наступного очищення. Блок керування служить для встановлення тривалості процесу, вибору частоти ультразвукових коливань та ступеню впливу на об'єкт очистки. Імпульсний трансформатор забезпечує необхідне підвищення напруги, яка підводиться до ультразвукового випромінювача. При високоякісному звуковідтворенні необхідно забезпечити мінімальний рівень високочастотних перешкод.

У конструкцію пристрою входить ультразвуковий випромінювач, який є основним елементом пристрою. Він перетворює електричні коливання струму в механічні, які при попаданні в рідину впливають через стінки ємності на очищуваний виріб. Перебіг усього процесу відображається на рідиннокристальному дисплеї.

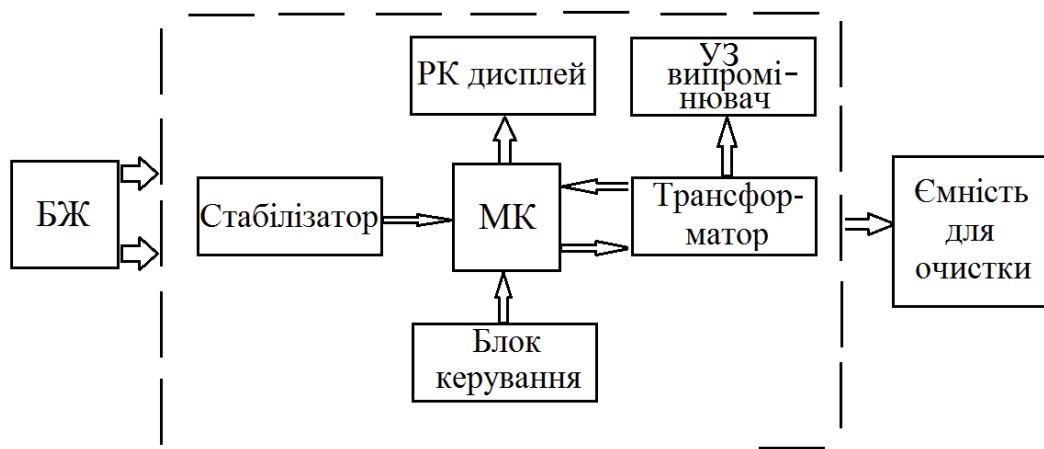


Рис. 1. Структурна схема ультразвукової ванни

Для монтажу такої ванни, щоб здешевіти її вартість, можна використати: ємність або будь-який каркас з нержавіючої сталі в якості основи для занурення виробів; нанос для подачі рідини в ємність; магніт круглої форми (можна зняти навіть зі старих динаміків); котушка зі стрижнем з фериту; керамічний або фарфоровий посуд; трансформатор імпульсного типу.

Висновки

Запропоновано недорогий варіант ультразвукової ванни, що дозволяє швидко і ефективно позбутися від забруднень на різних деталях, вузлах і інструментах, а також не потребує купівлі вартісних компонентів, витратних матеріалів чи спеціальної хімії.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Ультразвуковая ванна: для чего нужна и где используется [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://electronoff.ua/academy/post/ultrazvukovaya-vanna-dlya-chego-nuzhna-i-gde-ispolzuetiya>.
2. Ультразвуковая ванна YX-3030 [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://radiovip.com.ua/catalog/payalnoe-oborudovanie/ultrazvukovye-vanny/ultrazvukovaya-vanna-yx-3030-0-5-litra/>.
3. Цифровая ультразвуковая ванна Jeken (Codyson) PS-20A [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://expert_pro.com.ua/shop/tsifrovaya_ultrazvukovaya_vanna_jeken_codyson_ps_20a_3_2l_120vt.

Гаєвський Максим Ігорович – студент групи ЕП-15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: maks44935@gmail.com.

Науковий керівник: **Огородник Костянтин Володимирович** – кандидат технічних наук, доцент кафедри Електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, e-mail: kotokord@gmail.com.

Maxim I. Gaevsky - student group EP-15b, faculty of infocommunications, radioelectronics and nanoistems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: maks44935@gmail.com.

Supervisor: **Konstantin V. Ogorodnik** - PhD in Technical Sciences, Associate Professor, Department of Electronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: kotokord@gmail.com.

ВИМІРЮВАЛЬНИЙ БЛОК ПАРАМЕТРІВ ПАЛИВНОЇ СИСТЕМИ ДИЗЕЛЬНОГО ДВИГУНА

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В даній роботі розкрито основну будову, принципи функціонування основних елементів системи живлення дизельних двигунів. В роботі також розглянуто правила технічного обслуговування дизельної системи живлення.

Ключові слова: дизель, бензин, двигун, системи живлення.

Abstract

In this paper, the basic structure, principles of functioning of the main elements of the diesel engine power supply system are disclosed. The work also deals with the rules of maintenance of the diesel power system.

Keywords diesel, binzin, engine.

Вступ

В дипломному проекті організований огляд систем, що дозволяють забезпечити реєстраційний параметр паливної системи дизельного двигуна. Їх переваги та дефекти будуть представлені. У даному ступені проекту розроблений електронний блок для вимірювання параметрів паливної системи дизельного двигуна, встановлені вимоги до вимірювального блоку.

Система живлення дизельних двигунів

Система живлення дизелів призначена для створення високого тиску впорскування палива в циліндрі, дозування порції палива відповідно до навантаження дизеля, подачі його в певний момент, протягом заданого проміжку часу і з певною інтенсивністю, розпилювання й рівномірно розподілу палива по об'єму камери згоряння, надійної фільтрації палива.

До системи живлення дизелів входять: паливний бак, фільтри грубої та тонкої очистки палива, паливопроводи, паливний насос високого тиску, всережимний регулятор частоти обертання, автоматична муфта випередження впорскування палива, форсунки, підкачувальні насоси. Паливнопідкачувальний насос засмоктує паливо з бака крізь фільтри грубої й тонкої очистки. Паливопроводами паливо надходить до насоса високого тиску. Відповідно до порядку роботи циліндрів дизеля насос подає паливо паливопроводами високого тиску до форсунок. Форсунки розпилюють і впорскують паливо в камери згоряння.

Паливнопідкачувальний насос подає до насоса більше палива, ніж потрібно для роботи дизеля, надлишкове паливо, а з ним і повітря, що потрапило до системи, дренажними паливопроводами відводяться з насоса і фільтра тонкої очистки назад у паливний бак.

Суміш в дизельних двигунах утворюється в циліндрі за дуже короткий час (0.001 сек). Запалювання суміші відбувається за рахунок стисненого повітря, що знаходиться в циліндрі і при стисканні підігрівається до високої температури якої достатньо для самозапалювання суміші.

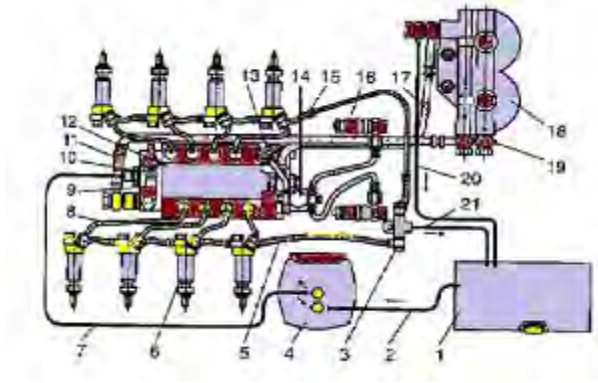


Рисунок 1 – Схема системи живлення дизеля КамАЗ – 740

1 – паливний бак; 2, 5, 7, 8, 11, 13, 15, 17, 19-21 – паливо-проводячі;
3 – трійник; 4, 18 – фільтри відповідно грубої й тонкої очистки палива;
6 – форсунка; 9 – ручний підкачувальний насос; 10 – паливопідкачувальний насос; 12 – паливний насос високого тиску; 14 – електромагнітний клапан; 16 – факельна свічка.

Висновки

Від правильної роботи цієї системи залежить потужність, стабільність роботи і економічність двигуна, що в наш час є досить актуальним. Дизельний двигун набагато економічніший за карбюраторні. Тому кожен водій повинен досконало знати дану систему і вміти виконувати необхідні регулювання, обслуговування та, при необхідності, проводити потрібні ремонтні роботи.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Сабинин А. А. Автомобили с дизельными двигателями: Учеб. Пособие. — М.: Высш. Школа 1981. — 264с.

2. Жолобов Л. А., Конаков А. М. Устройство и техническое обслуживание автомобилей категорий «В» и «С» на примере ВАЗ - 2110, ЗИЛ - 5301 «Бычок». Серия «Библиотека автомобилиста». - Ростов-на-Дону: «Феникс», 2002.-256 с.

3 Кисликов В. Ф., Луцки В. В. Будова й експлуатація автомобілів: Підручник. - К.: Либідь, 1999. - 400 с.

4 Ф.Н. Авдонькін «Поточний ремонт автомобілів» М.: «Транспорт» 1978 р. с. 271

Хондошко Олег Вікторович — студент групи МЕ-156, кафедра електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Жагловська Олена Миколаївна - доцент кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця. alenail86@gmail.com

Khondoshko Oleg Viktorovich Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Supervisor: Elena Zhahlovska - – Cand. Sc. (Eng.), Docent of the Department of Electronics and Nanosystems Vinnytsia, National Technical University. Vinnytsia,

ВИМІРЮВАЧ ІНДУКЦІЇ МАГНІТНОГО ПОЛЯ НА ОСНОВІ МАГНІТОДІОДА

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В даній роботі розглянуто вимірювач індукції магнітного поля на основі магніточутливого діода, проведено опис роботи даного пристрою.

Ключові слова: магніточутливість, індукція, частотний перетворювач, магніточутливий діод, магнітне поле.

Abstract

In this work it is considered measuring device of induction of magnetic-field on the basis of magnetic sensitive diode, description of work of this device is conducted.

Keywords: magnetic-sensitivity, induction, frequency transformer, magnetic sensitive diode, magnetic field.

Вступ

Вимірювання індукції магнітного поля є актуальним питанням сьогодення. У пристроях вимірювання індукції магнітного поля можна досягнути високої точності, використовуючи транзисторні структури з від'ємним опором і з частотним вихідним сигналом [1]. Такі перетворювачі характеризуються простотою, високою заводостійкістю та значною точністю перетворення в цифровий код, а також зручністю в експлуатації [2].

Результати досліджень

Розглянувши вимірювач магнітного поля на основі магніточутливого діода [3], який містить магніточутливий діод, джерело постійної напруги та резистор, причому перший і полюс джерела постійної напруги з'єднаний із першим виводом резистора, другий вивід якого утворює першу вихідну клему та підключений до першого виводу магніточутливого діода, другий вивід якого об'єднаний із другим полюсом джерела живлення у загальну шину, до якої підключена друга вихідна клемка, бачимо що недоліком такого пристрою є його мала чутливість і точність виміру. Це пов'язано з тим, що при малих магнітних полях зміна напруги на магніточутливому діоді є незначною.

На рис.1 подано електричну схему вимірювача індукції магнітного поля на основі магнітодіода.

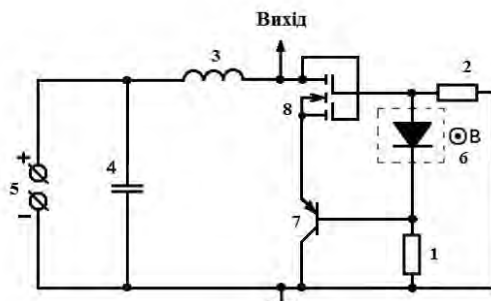


Рисунок 1- Електрична схема вимірювача індукції магнітного поля на основі магнітодіода

Пристрій містить резистор 1 та резистор 2 магніточутливий діод 6 біполярний транзистор 7 джерело постійної напруги 5 перший полюс якого з'єднаний з першим виводом першого резистора 1 другий вивід якого підключений до першого виводу магніточутливого діода 6, причому перший вивід другого резистора 2 з'єднано з другим виводом магніточутливого діода 6 а колектор біполярного транзистора 7 з'єднаний з ємністю 4 та з виводом першого резистора 1 та 2, введено пасивну індуктивність 3 та польовий транзистор 8 затвор якого під'єднано до емітера біполярного транзистора 7 крім того затвор польового транзистора 8 під'єднано до вивода другого резистора 2 та магніточутливого діода 6. Стік польового транзистора 8 під'єднано до пасивної індуктивності 3 що з'єднана з ємністю 4 та джерелом живлення 5.

Вимірювач індукції магнітного поля працює таким чином. В початковий момент часу магнітне поле не діє на магніточутливий діод 6. Підвищенням напруги джерела постійної напруги 5 досягається така її величина, що на електродах колектор біполярного транзистора 7 та стік польового транзистора 8 виникає від'ємний опір, який приводить до виникнення електричних коливань в контурі, який утворений паралельним включенням повного опору з ємністю складовою на електродах колектор біполярного транзистора 7 і стік польового транзистора 8 та пасивною індуктивністю 3. Магніточутливий діод 6 та резистор 1 утворюють дільник напруги, який здійснює електричне живлення біполярного транзистора 7 та польового транзистора 8, а ємність 4 запобігає проходженню змінного струму через джерело постійної напруги 5. При наступній дії магнітного поля на магніточутливий діод 6 змінюється ємнісна складова повного опору на електродах колектор біполярного транзистора 7 та стік польового транзистора 8, що викликає ефективну зміну частоти коливального контуру.

Висновки

Встановлено, що запропоноване схемотехнічне рішення вимірювача індукції на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур та магніточутливого діода дає підвищення точності вимірювання магнітного поля на 13%.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Осадчук В. С. Напівпровідникові прилади з від'ємним опором / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця: ВНТУ, 2006. – 162 с.
2. Осадчук В. С. Сенсори тиску і магнітного поля: Монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2005. – 207 с.
3. Бараночников М.Л. Микромагнитoeлектроника / М. Л. Бараночников. – М: Т.І. ДМК Пресс, 2001.

Мартинюк Володимир Валерійович — кандидат технічних наук; Вінницький національний технічний університет; м. Вінниця, e-mail: gyrav16@gmail.com

Шаргало Ілля Васильович — факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем; група ME-15б, e-mail: me15b.shargalo@gmail.com

Martynyuk Volodymyr Valerievich — candidate of engineerings sciences; Vinnytsya national technical university; Vinnytsa. e-mail: gyrav16@gmail.com

Shargalo Ilya Vasylovych — faculty of Infocommunications, radioelectronics and nanosystems; student, group ME-15b, e-mail: me15b.shargalo@gmail.com

МОНІТОР ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПОБУТОВОЇ МЕРЕЖІ

¹ Вінницький національний технічний університет

Анотація

В роботі проаналізовано стан та можливості використання пристроїв моніторингу параметрів електричної побутової мережі для інтернету речей.

Ключові слова: інтернет речей; моніторинг.

Abstract

The article analyzes the state and possibilities of using devices for monitoring the parameters of an electric household network for the Internet of things.

Keywords: internet things; monitoring.

Вступ

В даний час стоїть питання про впровадження нових технології в життя людини та взаємодію цих технологій з мережею інтернет. Для передачі даних використовується інтерфейс RS232, розроблений більше 25 років назад для комп'ютерів (в основному для зв'язку з модемами), до цього часу не втратив свого комунікаційного призначення[1].

Для передачі даних в мережу використовується мікроконтролер ESP8266[2]. Даний контролер дозволяє створювати веб сторінки або використати протокол MQTT для передачі зафіксованих даних через WIFI до мережі інтернет. Це дозволить в будь-якій точці світу з доступом до мережі інтернет переглядати зафіксовані дані.

Вимірювання параметрів здійснюється за допомогою АЦП[3] використовуючи квантування.

Суть квантування полягає в заміні нескінченної множини можливих значень функції, в загальному випадку випадкових, скінченною множиною цифрових відліків, і виконується округленням миттєвих значень вхідної функції $S(t_i)$ в моменти часу t_i до найближчих значень $S_i(t_i) = n_i r$, де r – крок квантування шкали цифрових відліків.

Результати аналізу

Проаналізувавши ринок було виявлено що перспективні розробки мають можливість використовуватись з інтернет речей. Розроблено “Монітор електричної побутової мережі” який може через UART передавати дані про вимірювані параметри які в подальшому можна переглянути на комп'ютері або віддалено на сервері спеціалізованих сервісів типу “Розумний дім”.

Це здешевлює собівартість готового рішення та робить його загальнодоступним а також даний тип контролері добре зарекомендував себе в промисловості.

Висновки

В роботі проаналізовано актуальність та можливості використання монітору як локально по UART так і на великих відстанях за допомогою інтернету.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Интерфейс RS232. Связь между компьютером и микроконтролером. –М.: Радио и связь, 2004.– 168с.: ил. ISBN 5-256-0171502.
2. Интернет вещей с ESP8266: Пер. с англ.-СПб.: БХВ –Петербург, 2018. – 192с.: ил. – (Электроника) ISBN 978-5-9775-3867-1.
3. – Режим доступа до ресурсу:
https://web.posibnyky.vntu.edu.ua/firen/6bilynskyj_elektronni_systemy/43.htm

Ратушний Павло Миколайович— канд. техн. наук, старший викладачкафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця. e-mail: pavel85ag@gmail.com
Бриль Дмитро Романович— студент групи ЕП-15б, кафедра електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця.

Науковий керівник: **Ратушний Павло Миколайович**— канд. техн. наук, старший викладачкафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Ratushnyy Pavel M.— Cand. Sc. (Eng.),
Senior Lecturer of the Department of Electronics and Nanosystems Vinnytsia, National Technical University. Vinnytsia,

Bryl Dmytro R.— Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia.

Supervisor: **Ratushnyy Pavel M.**—Cand. Sc. (Eng.),
Senior Lecturer of the Department of Electronics and Nanosystems Vinnytsia National Technical University. Vinnytsia.

Імпульсний електрошоковий пристрій високої напруги

¹Вінницький національний технічний університет

Анотація

У роботі розглянуто проблеми використання електрошокового пристрою, досліджено відмінність за характером дії та сукупністю діючих чинників.

Ключові слова: *електрошоковий пристрій, сила струму, базові конфігурації, біофізична дія.*

Abstract

Problems of usage of the electroshock device and its influence on behavior of the person are cons. the difference in the nature of the action and the combination of operating factors is investigated.

Keywords: electroshock device, current, strength basic configurations, biophysical influence.

Вступ

Захист суспільства та його громадян від небезпеки та правопорушників є одним із обов'язків держави. Для цього слід розвивати засоби самозахисту. У багатьох випадках, коли обставини не дозволяють застосувати вогнепальну зброю, вдаються до спеціальних засобів не смертної дії. Одним із різновидів такої зброї є електрошоковий пристрій (ЕШП).

Основна частина

Електрошокові пристрої – це захисні пристрої, призначені для самооборони та захисту від несанкціонованої дії, захисту об'єктів цивільного й відомчого призначення, дія яких ґрунтується на генеруванні електричних імпульсів, вихідні параметри яких відповідають вимогам державних стандартів. Електрошокові пристрої різноманітні, яких сьогодні просто переповнений інтернет магазини: ліхтарики – шокери, кастети, шокери замасковані під різні предмети побуту, так і звичайні класичні шокери – виготовлені за достатньо примітивною схемою і є малоефективними в цілях самозахисту. Такі пристрої безнадійні проти людей не чутливих до болю: які знаходяться під впливом наркотиків, п'яних або просто достатньо витривалих бо їхній вплив базується саме на больовій дії. Високу напругу на виході в пристроях такого типу забезпечує помножувач. Таке виконання є доволі примітивним і пристрої реалізовані на його основі зарекомендували себе лише як психологічна зброя та засіб для відлякування тварин. Недоліками є: 1. Параметри вихідного імпульсу які повністю залежать від відстані, ближче електроди до об'єкта – вище частота, слабше імпульс. 2. Тривалість самого імпульсу всього 5-мкс. 3. Високі частоти на яких працює пристрій вражають поверхню шкіри опіком та залишають сильні больові поверхневі відчуття. 5. Малий пробій одягу. На основі цього з'являються негативні висновки: Такий пристрій не можна вважати повноцінним засобом самозахисту.

Якщо говорити про ефективність такої зброї то варто згадати еталонний в цій справі ЕШП — пристрій американської компанії “TASER” Дія якого основана на генеруванні імпульсів високої напруги та певної частоти в такт нейроімпульсів організму за технологією NMI “нейром’язова втрата здатності рухатися”. Він не відноситься до больової зброї. Короткі імпульси, частота і форма яких підібрана так, щоб діяти тільки на рухомі нерви, викликають невимуслене скорочення м'язів. При достатній частоті (близько 20 Гц) настає ступор: м'язи просто не підчиняються мозку. Це цілком гуманна і не летальна зброя, проте вона здатна нанести шкоду: паралізована при падінні людина цілком може отримати травми. Дослідивши детальніше цей пристрій вдалося дізнатися ефективні вихідні характеристики і на основі цих даних розглянути можливість розробки власного ЕШП. За наявними даними, пристрій генерує імпульси з частотою повторення 15...18 Гц і енергією 1,75 Дж при напрузі 50-кВ.

Було вирішено зробити енергію імпульсу рівній 2...2,4Дж, а їх частоту - 20...30 Гц. Це при напрузі 35...50 кВ. Структурна схема такого пристрою показана на рисунку 1.

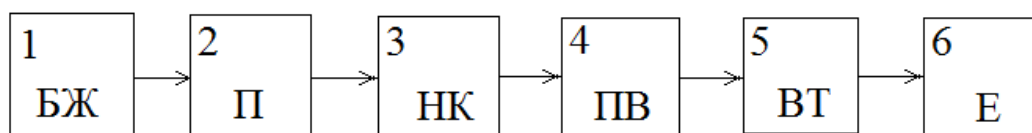


Рисунок 1 – Структурна схема ЕШП:

1 – Блок живлення, 2 – Перетворювач, 3 – Накопичувальний конденсатор, 4 – Пороговий вузол, 5 – Вихідний трансформатор, 6 – Електроди

Головна частина — перетворювач напруги. У ньому постійний струм від блоку живлення імпульсами подається на первинну обмотку трансформатора. З вторинної обмотки знімається змінний струм (напруга — від 300 до 1200 вольт). Змінний струм випрямляється діодами, і цим струмом заряджається накопичувальний конденсатор. Початково конденсатор розряджений. Він починає заряджатися, і в якийсь момент напруга на ньому досягає порогового значення — тоді спрацьовує пороговий вузол, і конденсатор розряджається через первинну обмотку вихідного трансформатора. А на вторинній обмотці останнього і виникає той самий електричний імпульс напругою 45...120 тисяч вольтів. Енергія цього імпульсу дорівнює енергії заряду накопичувального конденсатора. Даний процес повторюється 10...500 разів в секунду що має забезпечити ефект що паралізує і в сукупності чинників що діють проявити себе як високоефективний засіб самозахисту.

Висновок

Нині накопичено достатню для узагальнення кількість інформації про реальну ефективність використання електрошоків. Такий пристрій буде незамінний для працівників правоохоронних служб, які працюють при значних скупченнях людей, здійснюють супровід, охороняють приміщення вокзалів. Можна сказати, що наявність ЕШП дасть змогу вирішувати поставлені завдання і підвищить особисту безпеку кожного співробітника.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Сотников В. Н. Электрошокер: опыт применения // Безопасность Украины. – 2002. – № 7. – 21 с.
2. Інструкція про порядок застосування електрошокового пристрою : наказ МВС України від 13.02.1998 року № 101.
3. Ильин Б. Электрошокер или электрохлыст [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.russianmarket.net/newsR/stungun.htm>
4. Іванілова Н. А., Шевчук М. А., Електрошоковий пристрій: особливості використання. Сучасна спеціальна техніка – 2009 - № 2 (17) – 119 с.

Селецька Олена Олександрівна – к.т.н., доцент кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м.Вінниця, e-mail: seletska84@gmail.com

Сидоренко Олександр Віталійович – студент групи ЕП-15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м.Вінниця, email: oleksandrsydorenko98@gmail.com

Науковий керівник: **Селецька Олена Олександрівна** – к.т.н., доцент кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м.Вінниця, e-mail: seletska84@gmail.com

Seletska Olena Oleksandrivna - Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: seletska84@gmail.com

Sydorenko Oleksandr Vitaliiovych - student group EP-15b, faculty of infocommunications, radio electronics and nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: oleksandrsydorenko98@gmail.com

Scientific supervisor: Seletska Olena Oleksandrivna - Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: seletska84@gmail.com

ОПТИЧНИЙ ВИМІРЮВАЧ КОНЦЕНТРАЦІЇ ГАЗУ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Представлено оптичний вимірювач концентрації газу, який використовується для оптично-абсорбційного методу вимірювання концентрації газу. Використання оптичного вимірювача концентрації газу дозволяє підвищити точність вимірювання концентрації горючих газів.

Ключові слова: концентрація газу; від'ємний опір; оптично-абсорбційний метод.

Abstract

The optical gas concentration meter used for the optical absorption method of gas concentration measurement is presented. The use of an optical gas concentration meter can improve the accuracy of the measurement of the concentration of combustible gases.

Keywords: gas concentration; negative resistance; optical-absorption method.

Вступ

У хімічній та нафто-газовій промисловості, при шахтних виробках, житлово-комунальному секторі, а також у системах призначених для екологічного моніторингу довкілля та ін., широко використовуються оптичні перетворювачі концентрації газів. Тому, розроблення нових чи вдосконалення уже існуючих оптичних газоаналізаторів для вимірювання концентрацій найбільш поширених забруднювачів атмосфери газів (чадний газ, вуглекислий газ, оксид азоту, сірководень, сірчистий газ), вибухонебезпечних газів (метан, бутан, пропан, етилен, ацетилен і ін.), токсичних, агресивних і отруйних газів, залишається актуальним питанням.

Метою роботи є створення оптичного вимірювача концентрації газу, в якому за рахунок введення нових елементів і зв'язків між ними відбувається перетворення концентрації газу у частоту, що призводить до підвищення чутливості, а також точності вимірювання концентрації газу. Внесення в схему засобу вимірювання оптичного частотного перетворювача, який дозволяє реєструвати зміну інтенсивності поглинутого газом випромінювання, яка залежить від концентрації газу, перетворюючи інтенсивність поглинутого газом випромінювання відповідної довжини хвилі у вихідний сигнал відповідної частоти, що забезпечує високу завадостійкість (отже, і точність) вимірювання концентрації газу [1].

Результати дослідження

Для визначення якісного та кількісного складу газів використовують, зокрема, оптично-абсорбційний метод. Оптично-абсорбційний метод полягає в здатності газів поглинати інфрачервоні промені в суворо визначених для кожного газу ділянках спектру завдяки наявності коливально-обертальних смуг поглинання [2].

Висока точність абсорбційного аналізатору може бути забезпечена, якщо стабілізувати світловий потік випромінювача, а для цього потрібно стабілізувати напругу живлення випромінювача, стабілізувати параметри кювети, а також стабілізувати температуру, тиск проби, інтегральну чутливість фотоприймача

Оскільки частотний сигнал є більш чутливим до змін, з'явилася можливість вимірювання малих змін вихідного аналогового сигналу, що в свою чергу дозволяє збільшити точність та чутливість динамічного контролю концентрації газу. Тому в схему вимірювального засобу вноситься оптичний частотний перетворювач, що перетворює оптичний сигнал у частотний, який в свою чергу пропорційний потоку випромінювання, який і характеризує значення концентрації газу.

На рис.1 представлено схему вимірювального засобу, що складається з випромінювача 1, вимірювального кювета 2, оптично частотного перетворювача з фоторезистором 3 (рис.1.1), блока обробки інформації 4.

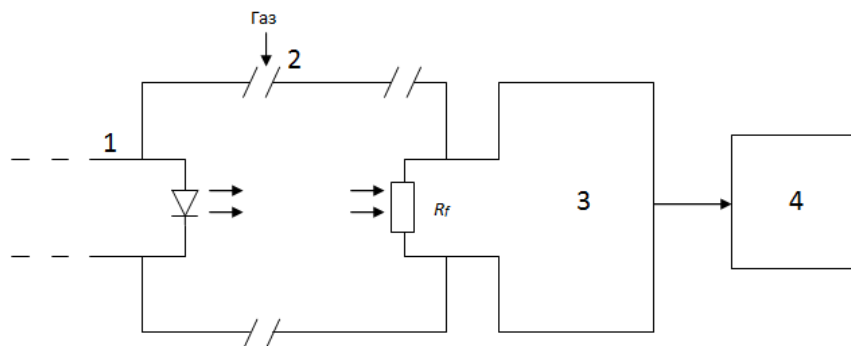


Рис. 1. Функціональна схема вимірювального засобу (оптично-абсорбційний метод): 1- джерело випромінювання; 2 - вимірювальна кювета; 3 – оптичний частотний перетворювач з фоторезистором; 4 - блок обробки інформації.

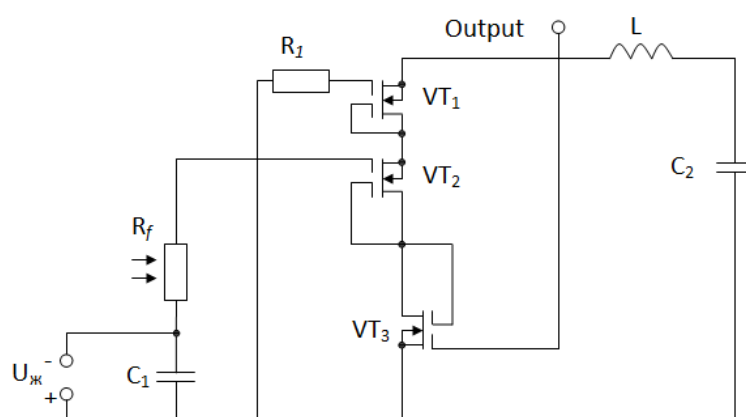


Рис. 1.1 Оптичний частотний перетворювач

Для визначення функції перетворення необхідно на основі розв'язку системи рівнянь Кірхгофа знайти залежність частоти генерації від концентрації газу. Функція перетворення в цьому випадку буде мати вигляд:

$$F = \frac{\sqrt{2} \sqrt{L_{ekv} C_{pg2} (-L_{ekv} C_{pg2} + R_f^2(C) C_f^2 + R_f^2(C) C_f C_{pg2} + K_1)}}{2 L_{ekv} C_f C_{pg2} R_f(C)},$$

Залежність частоти генерації від потужності оптичного випромінювання, визначена експериментально для перетворювача та показана на рис.1.2.

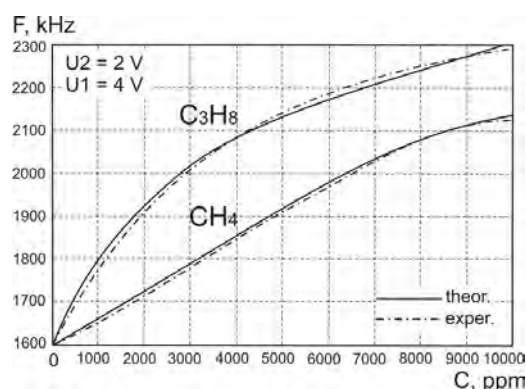


Рисунок 1.2 – Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації від зміни концентрації газу для різних робочих точок автогенератора

З графіка видно, що із зменшенням концентрації газу спостерігається збільшення частоти генерації. Розбіжність теоретичної та експериментальної складової не перевищує $\pm 5\%$.

Висновки

Представлено функціональну схему оптичного перетворювача концентрації газу, робота якого ґрунтується на принципі оптично-абсорбційного методу, що дозволяє покращити метрологічні характеристики таких перетворювачів концентрації газів, значно спростити сам метод вимірювання концентрації газу, підвищує безпеку використання та дає можливість як для дистанційного, так і для локального вимірювання концентрації газу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Осадчук В. С. Радіовимірювальні оптичні перетворювачі для мікроелектронної технології / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. О. Селецька – Вінниця: ВНТУ, 2013. – 160 с.
2. Алексеев В. А. Опыт создания переносных многокомпонентных газоанализаторов с использованием оптического абсорбционного метода / В.А. Алексеев, В.А. Яценко // Радиотехника. - 2006. -Вып 146.– С. 192-197.

Половий Микола Миколайович — студент групи ЕП-146, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: nickolai.polovy@yandex.ru

Науковий керівник: **Селецька Олена Олександрівна** — к.т.н., ст. викладач кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

ПРИСТРІЙ КЕРУВАННЯ ОБ'ЄКТАМИ ВОДНОГО ТРАНСПОРТУ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

В роботі досліджено існуючі пристрої радіокерування та представлена розробка схеми радіокерування. Яка дозволяє полегшити роботу з програмуванням мікроконтролера та здешевити і полегшити виробництво пристроїв радіокерування.

Ключові слова:

Пристрій, радіокерування, мікропроцесор.

Abstract

In this work the existing radio devices and radio presented development schemes. Which facilitates the work of programming microcontrollers and reduce the cost and facilitate the production of radio control devices

Keywords:

Device, radio control, microprocessor.

Вступ

В даний час системи радіокерування стали невід'ємною частиною сучасного високотехнологічного виробництва. Радіокерування – це розділ радіоелектроніки, який вивчає методи керування об'єктами або процесами за допомогою радіо засобів. Керуванням називають дії, направлені на зміну стану об'єкту, яким керують. Його ціллю є той результат, якого потрібно досягнути у процесі керування, а системою керування – засоби, призначені для його здійснення. Часто буває, що різні елементи системи керування знаходяться на великій відстані один від одного та передача сигналів керування здійснюється за допомогою радіохвиль. Радіозасоби у таких випадках створюють радіосистеми, які передають та обробляють різну інформацію. У таких випадках, коли радіозасоби беруть участь у виконанні головних функцій керування, керуючі системи називають системами радіокерування.

Об'єкти керування в таких системах призначені для вирішення самих різних задач. В залежності від них та від виду об'єкта, яким керують, обирається принцип дії та технічні характеристики системи радіокерування. Суттєво розрізняються також й умови роботи цих радіосистем. При використанні радіо засобів у системах керування виникає проблема радіоперешкод та їх можливого впливу на процес. Отже, однією з основних задач при розробці систем радіо керування є забезпечення захищеності від радіоперешкод.

Однією з основних задач радіокерування є керування рухом різних об'єктів. Наприклад, керування рухом водного транспорту розділяється на керування переміщенням центра мас об'єкту та керування поворотом апарату відносно центру мас об'єкту. Інші задачі містяться у керування об'єктами. Системи, призначені для цієї цілі мають ряд специфічних особливостей та носять назву радіоелектронних систем.

Результати дослідження

В роботі проаналізовано різні схемотехнічні рішення щодо побудови пристрою радіокерування, наведені їхні недоліки та запропоновано оптимальну схему реалізації пристрою радіокерування, яка дозволяє здійснювати керування кораблем в двох площинах з функцією збільшення/зменшення швидкості та кута повороту (Рис. 1). Для мікроконтролерів написані прошивки в середовищі Arduino Uno на мові C.

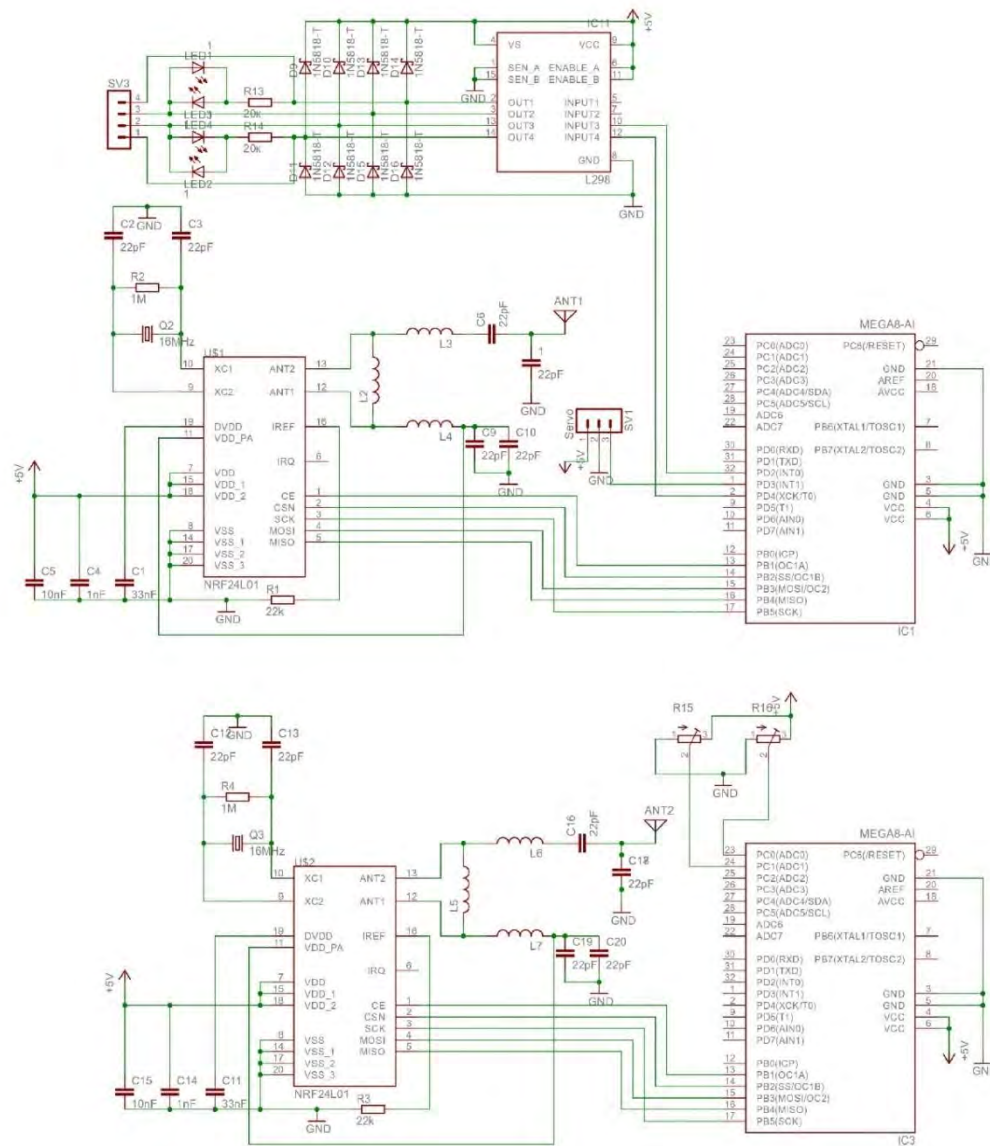


Рисунок 1 – Схема електрична-принципова пристрою радіокерування

Висновки

Здійснено огляд схем існуючих аналогів схем радіокерування. Пристрої дозволяють передавати між передавачем та приймачем радіосигнал. Але значним недоліком розглянутих пристроїв є досить вузький діапазон виконуваних операцій та досить низькі функціональні можливості, оскільки команди, які виконуються, реалізуються тільки на зчитуванні на входах процесорів логічного нуля чи логічної одиниці та не дають змогу перетворювати аналоговий сигнал в цифровий. Наприклад,

відхилення керма контрольованого апарату на певний кут, збільшення чи зменшення швидкості обертання двигунів тощо. За рахунок цього зменшується діапазон використання даних приладів. Розроблено структурну та електричну схеми пристрою радіокерування на мікроконтролері Atmega328P, розглянуто та описано принцип її роботи.

Розроблено структурну та електричну-принципову схеми пристрою радіокерування, наведено принцип його роботи. Розроблено блок-схему алгоритму роботи програм та написано програми для мікроконтролера ATmega328P.

Проведено моделювання розробленої схеми пристрою радіокерування, в якому було наведено рисунки та часові діаграми, які дозволяють побачити зміни, які відбуваються на приймачі, а саме на двигунах та сервоприводі в залежності від положення керуючих мініпуляторів. З осцилограм видно, що мотарами можна керувати лійнійно, тобто можна змінювати швидкість та кут повороту, якщо це потрібно. Це все свідчить про правильність написання керуючих програм мікроконтролерів та роботу схеми.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Лукьянов Д.П. Микромеханические навигационные приборы. Учеб. Пособие / Д.П. Лукьянов В.Я. Распопов, Ю.В. Филатов. - СПбГЭТУ «ЛЭТИ». СПб., 2008, - 48 с.
2. Четырехкомандная система радиоуправления [Электронный ресурс] //.–Режим доступу: <http://radio-stv.ru/radiolyubitelskieshemyi/radioupravlenie/chetyirehkomandnoe-radioupravlenie>
3. Устройство радиоуправления на 12 команд [Электронный ресурс] // . – Режим доступу: <http://cxem.net/uprav/uprav12.php>
4. Максимов М. А. PROTEUS VSM Система виртуального моделирования схем / М. А. Максимов, Д.К. Мако, И.С. Такахара. - М.: Энергоатомиздат, 2006. - 343 с.

Константин Володимирович Огородник – к.т.н., доцент кафедри ЕНС, Вінницький національний технічний університет, Вінниця;

Богдан Андрійович Трушківський – студент 5-го курсу кафедри електроніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: tarantaran62@gmail.com

Kostyantyn Ogorodnyk- Ph.D., Associate Professor ENS, Vinnytsia National Technical University, Vinnitsa;

Bohdan Trushkivskiy - a student of the 4th year the Department of Electronics, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: tarantaran62@gmail.com

ДОСЛІДЖЕННЯ ДАВАЧІВ НА БАЗІ L-, C-НЕГАТРОНІВ

Вінницький національний технічний університет

Анотація

Досліджена чутливість електронних кіл з L-, C-негатронами. На базі одержаних теоретичних положень розроблені та досліджені схеми індуктивного та ємнісного давачів з L-, C-негатронами. Показано, що чутливість таких давачів в 20-30 разів більша у порівнянні до прототипів.

Ключові слова: індуктивний сенсор, ємнісний сенсор, від'ємна ємність, від'ємна індуктивність, L-, C-негатрони.

Abstract

An analysis of the sensitivity of electronic circuits with L-, C-negatrons was carried out. On the basis of the obtained theoretical positions, the schemes of inductive and capacitive sensors with L- and C-negatrons were developed and investigated. It is shown that the sensitivity of such sensors is 20-30 times larger in comparison with prototypes.

Keywords: inductive sensor, capacitive sensor, negative capacitance, negative inductance, L-, C-negatrons.

Вступ

Одним з перспективних шляхів підвищення ефективності елементів та пристроїв інформаційних систем є використання нової елементної бази, зокрема L-, C-негатронів. L-негатронами називають електронні прилади, що в деякому режимі роботи мають від'ємне значення диференційної індуктивності, і, в залежності від виду вебер-амперної характеристики, їх можна поділити на N- та S-типу [1]. C-негатронами називають електронні прилади, що в деякому режимі роботи мають від'ємне значення диференційної ємності, і, в залежності від виду кулон-вольтної характеристики, їх можна поділити на N- та S-типу [1]. Фактично L-, C-негатрони є багатофункціональними елементами, що дозволяє розробляти на їх основі різноманітні як аналогові, так і цифрові електронні пристрої, як то перемикачі, генератори, перетворювачі, активні фільтри та інші. Для проектування інформаційних пристроїв на базі L-, C-негатронів необхідні методи, які б враховували особливості цих елементів. Чутливість є одним з основних питань синтезу електронних пристроїв. Потенційна-нестійкість пристроїв на базі L-, C-негатронів робить питання чутливості для цих пристроїв ще більш актуальним, внаслідок їх більшої чутливості до зміни різних параметрів елементів схеми.

Дослідження чутливості електронних кіл з L-, C-негатронами

Основним параметром C-негатронів є величина від'ємної диференційної ємності $C^{(-)}$. Взагалі можливі два типи включення від'ємної ємності в електричне коло: паралельно та послідовно до додатної ємності кола C (рис. 1). Основний параметр, яким буде характеризуватися таке коло - це сумарна ємність C_{Σ} .

За відсутності в колі від'ємної ємності $C^{(-)}$, сумарна ємність кола дорівнює $C_{\Sigma} = C$, абсолютна та відносна чутливості [2] сумарної ємності кола в цьому випадку відповідно дорівнюють:

$$S(C_{\Sigma}, C) = \frac{dC_{\Sigma}}{dC} = 1, \quad S_{C^{(-)}}^{C_{\Sigma}} = \frac{dC_{\Sigma}}{dC} \frac{C}{C_{\Sigma}} = 1.$$

Визначимо вплив на чутливість сумарної ємності C_{Σ} кола включення послідовно або паралельно від'ємної ємності $C^{(-)}$.

Сумарна ємність паралельного з'єднання від'ємної та додатної ємностей (рис. 1, а) визначається за формулою:

$$C_{\Sigma} = C + C^{(-)} \quad (1)$$

З виразу (1) видно, що, так як $C^{(-)} < 0$, то таке включення ємностей, за виконання умови $|C^{(-)}| < 2C$, дозволяє зменшити сумарна ємність кола в $\frac{C}{C + C^{(-)}}$ разів. За умови, що $C = |C^{(-)}|$, то сумарна ємність кола дорівнює нулю, тобто $C_{\Sigma} = 0$. Отже таке включення від'ємної ємності $C^{(-)}$ можна використовувати для повної або часткової компенсації небажаної паразитної додатної ємності кола C . Графік залежності сумарної ємності C_{Σ} кола від значення від'ємної ємності $C^{(-)}$ зображений на рис. 2,а.

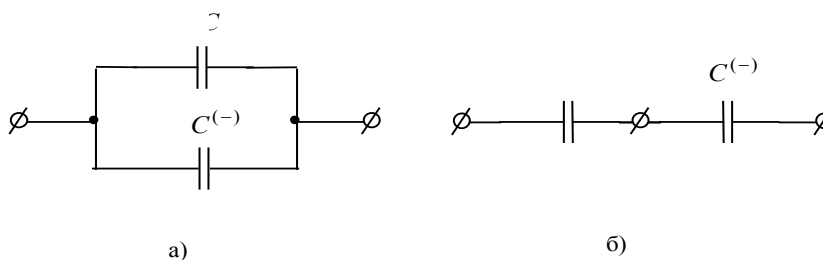


Рисунок 1 - Паралельне (а) та послідовне (б) з'єднання від'ємної ємності $C^{(-)}$ з додатною ємністю C електронного кола

В цьому випадку абсолютна чутливість сумарної ємності кола буде визначатися виразом

$$S(C_{\Sigma}, C) = \frac{dC_{\Sigma}}{dC} = 1, \quad (2)$$

а відносна

$$S_C^{C_{\Sigma}} = \frac{C}{C_{\Sigma}} = \frac{C}{C + C^{(-)}}. \quad (3)$$

З (2) видно, що абсолютна чутливість в цьому випадку дорівнює 1, тобто дорівнює абсолютній чутливості сумарної ємності, коли від'ємна ємність $C^{(-)}$ відсутня. Таким чином можна зробити висновок, що паралельне ввімкнення від'ємної ємності $C^{(-)}$ до додатної ємності C кола не спричиняє до зміни абсолютної чутливості кола. Тоді як відносна чутливість, як це впливає з виразу (3), за виконання умови $|C^{(-)}| < 2C$, збільшується в $\frac{C}{C + C^{(-)}}$ разів, тобто в стільки ж разів, в скільки відбулося при цьому зменшення сумарної ємності кола C_{Σ} . За виконання умови $C = |C^{(-)}|$, значення відносної чутливості прямує в нескінченність, $S_C^{C_{\Sigma}} \rightarrow \infty$ (рис. 2,б). Практично це свідчить про те, що схема переходить в нестійкий режим роботи.

Розглянемо послідовне з'єднання від'ємної $C^{(-)}$ та додатної C ємностей (рис. 1,б). Сумарна ємність такого кола буде визначатися виразом:

$$C_{\Sigma} = \frac{C \cdot C^{(-)}}{C + C^{(-)}}.$$

З одержаного виразу видно, що за умови $|C^{(-)}| > C/2$ маємо збільшення сумарної ємності кола в $\frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}}$ разів. В випадку, коли $C = |C^{(-)}|$, то значення сумарної ємності прямує до нескінченності, $C_{\Sigma} \rightarrow \infty$. Тобто послідовне з'єднання від'ємної та додатної ємностей можна використовувати для

одержання надвеликих ємностей. Графік залежності сумарної ємності C_{Σ} кола від значення від'ємної ємності $C^{(-)}$ зображений на рис. 3,а.

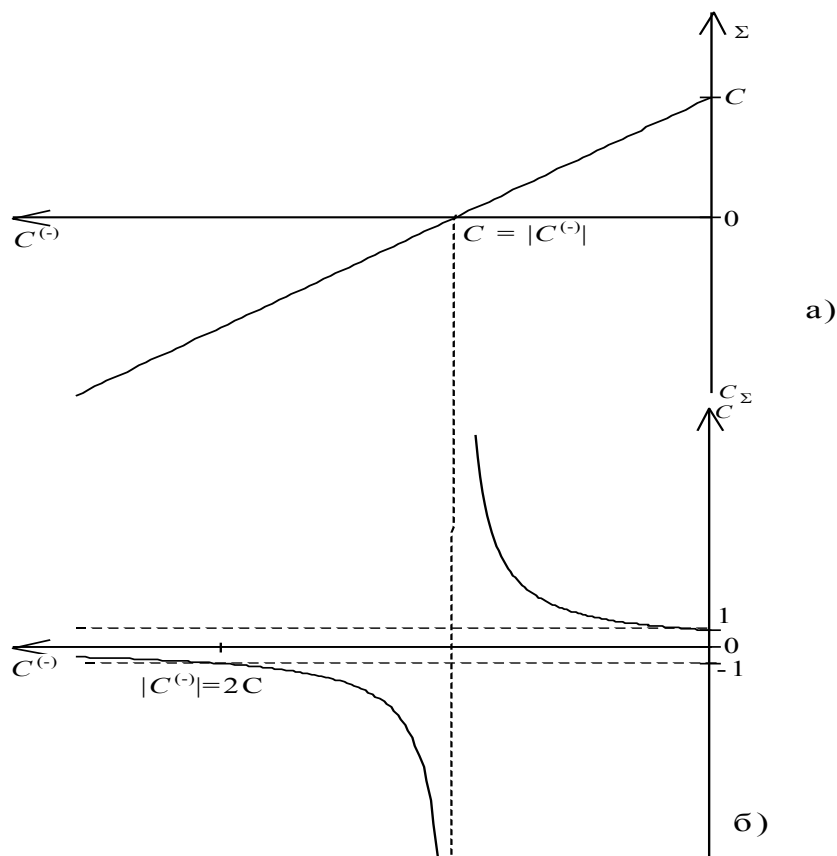


Рисунок 2 - Залежність сумарної ємності C_{Σ} паралельного з'єднання додатної C та від'ємної $C^{(-)}$ ємностей (а) та залежність відносної чутливості сумарної ємності $S_C^{C_{\Sigma}}$, (б) від значення $C^{(-)}$

Абсолютна чутливість сумарної ємності до зміни значення додатної ємності в цьому випадку дорівнює:

$$S(C_{\Sigma}, C) = \frac{dC_{\Sigma}}{dC} = \left(\frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}} \right)^2. \quad (4)$$

Відносна чутливість сумарної ємності дорівнює:

$$S_C^{C_{\Sigma}} = \frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}}. \quad (5)$$

З виразів (4), (5) видно, що за виконання умови $|C^{(-)}| > C/2$, значення абсолютної та модуль відносної чутливостей сумарної ємності більше одиниці, тобто в цьому випадку абсолютна чутливість більша в $\left(\frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}} \right)^2$ разів, а відносна - в $\frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}}$ разів, ніж за відсутності від'ємної ємності $C^{(-)}$ в колі. Таким чином при збільшенні сумарної ємності в k разів відбувається збільшення

відносної чутливості сумарної ємності також в k разів, а абсолютної - в k^2 разів. При рівності за модулем значень від'ємної та додатної ємностей ($C = |C^{(-)}|$), значення абсолютної та відносної чутливостей прямує в нескінченність, $S(C_\Sigma, C) \rightarrow \infty$, $S_C^{C_\Sigma} \rightarrow \infty$ (рис. 3,б). Практично це свідчить про те, що схема переходить в нестійкий режим роботи. За виконання умови $|C^{(-)}| < C/2$ ми маємо зменшення сумарної ємності кола C_Σ , відносної $S_C^{C_\Sigma}$ та абсолютної $S(C_\Sigma, C)$ чутливостей у порівнянні до випадку без від'ємної ємності $C^{(-)}$. Що пояснюється тим, що в цьому випадку сумарна ємність C_Σ кола буде визначатися в основному значенням від'ємної ємності $C^{(-)}$.

Виходячи з дуальності від'ємної ємності та від'ємної індуктивності [3] та застосувавши дуальні перетворення до вище одержаних виразів, одержимо математичні вирази для чутливості сумарної індуктивності електронних кіл з L-негатронами (табл. 1).

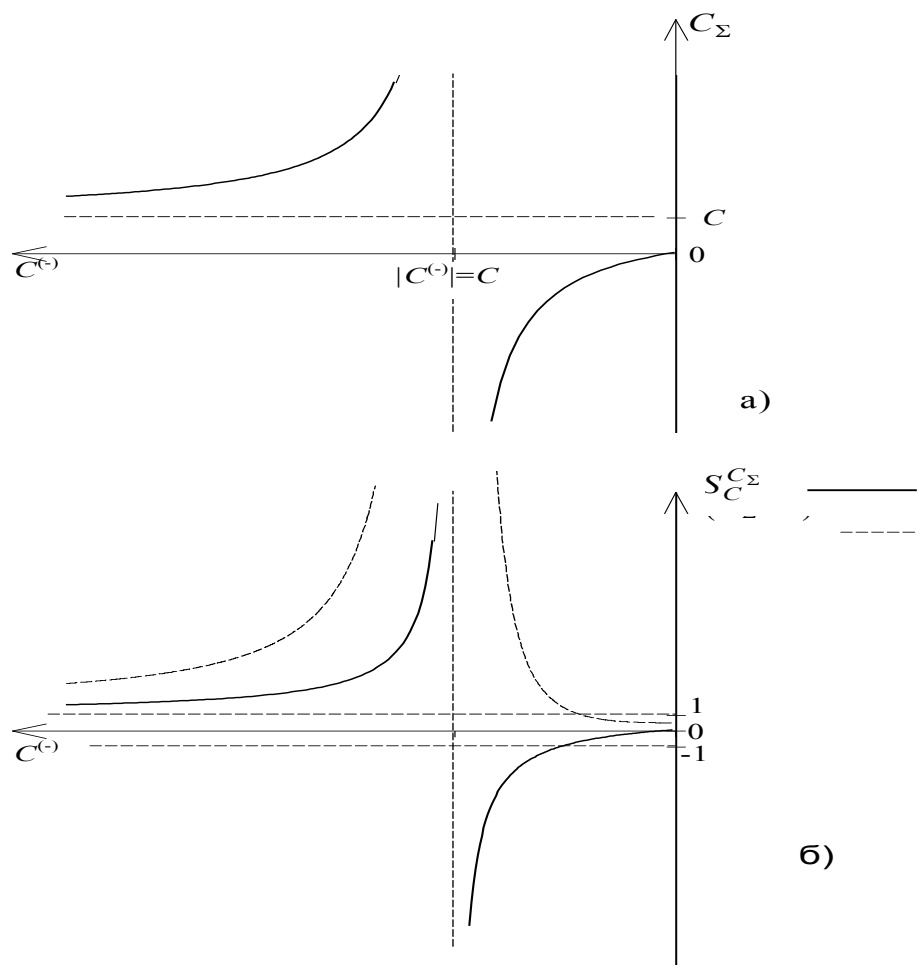
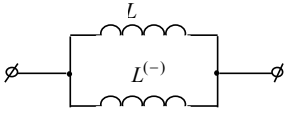
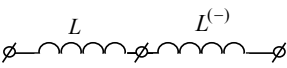


Рисунок 3 - Залежність сумарної ємності C_Σ послідовного з'єднання додатної C та від'ємної $C^{(-)}$ ємностей та залежність абсолютної та відносної чутливостей сумарної ємності до зміни додатної ємності C $S(C_\Sigma, C)$, $S_C^{C_\Sigma}$ (б) від значення від'ємної ємності $C^{(-)}$

Таблиця 1- Чутливість електронних кіл з L-негатронами

	Паралельне коло	Послідовне коло
Схема електрична		
Сумарна індуктивність кола	$L_{\Sigma} = \frac{L \cdot L^{(-)}}{L + L^{(-)}}$	$L_{\Sigma} = L + L^{(-)}$
Абсолютна чутливість	$S(L_{\Sigma}, L) = \frac{dL_{\Sigma}}{dL} = \left(\frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}} \right)^2$	$S(L_{\Sigma}, L) = \frac{dL_{\Sigma}}{dL} = 1$
Відносна чутливість	$S_L^{L_{\Sigma}} = \frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}$	$S_L^{L_{\Sigma}} = \frac{L}{L_{\Sigma}} = \frac{L}{L + L^{(-)}}$

Розробка та дослідження давачів на базі L-, C-негатронів

Проведений аналіз чутливості кіл з L-, C-негатронами показав, що наявність в електронному колі від'ємної ємності або індуктивності призводить до збільшення абсолютної та відносної чутливостей загальної ємності або індуктивності кола до зміни значень ємності або індуктивності кола. Цю властивість L-, C-негатронів можна використовувати для підвищення чутливості ємнісних та індуктивних давачів і, відповідно, точності вимірювання неелектричних фізичних величин.

Типова схема ємнісного давача з вимірювальним колом у вигляді подільника напруги зображена на рис. 4 [4]. Дану схему візьмемо в якості прототипу. На схемі: C_6 - баластна ємність, C_x - ємність первинного ємнісного вимірювального перетворювача, **В** - вимірювальний блок, $U_{\text{вих1}}$ - напруга на виході давача, U_r - генератор змінної напруги.

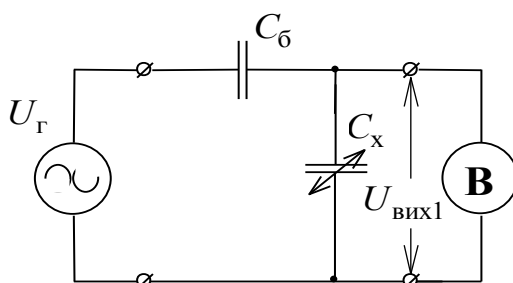


Рисунок 4 - Схема ємнісного давача (прототипу)

Даний давач буде характеризуватися такими основними параметрами:

1) Напруга на виході давача:

$$U_{\text{вих1}} = U_r \frac{C_6}{C_x + C_6} \quad (6)$$

2) Крутизна перетворення (абсолютна чутливість) давача:

$$K_{\text{пер1}} = -U_r \frac{C_6}{(C_x + C_6)^2} \quad (7)$$

3) Відносна чутливість давача:

$$S_{C_x}^{U_{\text{вих1}}} = -\frac{C_x}{C_x + C_6} \quad (8)$$

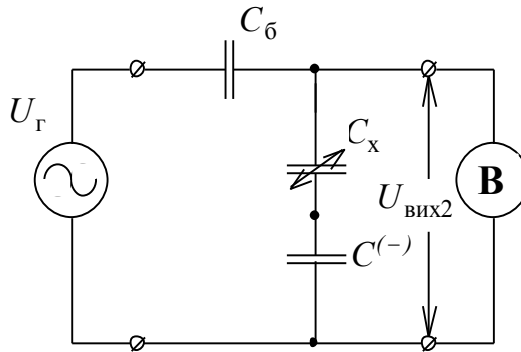


Рисунок 5 - Схема ємнісного давача з послідовним С-негатроном

Таким чином, як видно з виразу (8), модуль відносної чутливості схеми давача прототипу завжди менше одиниці, $|S_{C_x}^{U_{\text{вих1}}}| < 1$.

Розглянемо схему аналогічного ємнісного давача, але з послідовним ввімкненням від'ємної ємності $C^{(-)}$ (рис. 5).

Наявність в схемі давача від'ємної ємності робить схему потенційно нестійкою. Для визначення умови стійкості схеми ємнісного давача, зображеного на рис. 5, скористуємося умовою стійкості для електронних схем з від'ємною ємністю, що керується напругою, $|C^{(-)}| < C_{\text{навантаження}}$ [5]. При цьому умова стійкості даної схеми давача запишеться в вигляді:

$$|C^{(-)}| < (C_6 \cdot C_x) / (C_6 + C_x). \quad (9)$$

Визначимо основні параметри давача з С-негатроном.

Напруга на виході давача дорівнює:

$$U_{\text{вих2}} = U_r \frac{C_6(C^{(-)} + C_x)}{C_6(C^{(-)} + C_x) + C_x C^{(-)}}. \quad (10)$$

Виходячи з (10) крутизна перетворення (абсолютна чутливість) давача дорівнює:

$$K_{\text{пер2}} = \frac{dU_{\text{вих2}}}{dC_x} = -U_r \frac{C_6 C^{(-)2}}{(C_6 C^{(-)} + C_6 C^{(-)} + C_6 C_x)^2}. \quad (11)$$

З (10) визначимо відносну чутливість давача:

$$S_{C_x}^{U_{\text{вих2}}} = \frac{dU_{\text{вих2}}}{dC_x} \frac{C_x}{U_{\text{вих2}}} = -\frac{C_x C^{(-)2}}{(C_x C^{(-)} + C_6 C^{(-)} + C_6 C_x)(C^{(-)} + C_x)}. \quad (12)$$

З одержаних виразів (10) – (12) видно, що за наближення до межі стійкості, що впливає з (9), напруга на виході давача, крутизна перетворення та відносна чутливість давача з С-негатроном прямують до нескінченності.

Проведене теоретичне дослідження ємнісного давача з послідовним С-негатроном показало, що в даному випадку збільшується напруга на виході давача, а також можливе значне збільшення відносної та абсолютної чутливостей давача. При цьому ці параметри давача є частотонезалежними.

Комп'ютерне моделювання

Для перевірки одержаних теоретичних положень проведемо експериментальне дослідження роботи схеми давача з послідовним С-негатроном. Для цього від'ємну ємність реалізуємо за допомогою конвертора від'ємного опору мостового типу на операційному підсилювачі [5]. Співвідношенням резисторів $R1$, $R2$ задано коефіцієнт підсилення операційного підсилювача рівний двом. При цьому реалізована від'ємна ємність $C^{(-)} = -C_k$. Схема даного негасенсора (сенсора на базі негатрона) на базі схемотехнічного аналога С-негатрона зображена на рис. 6. Результати досліджень зведені в табл. 2. На рис. 7 зображені графіки частотних залежностей параметрів негасенсора. Для даної схеми максимально одержана крутизна перетворення склала $-70,2$ мВ/пФ, тобто вдалося збільшити крутизну перетворення в 33,7 разів в порівнянні до прототипу. Невелика розбіжність між теоретичними даними та результатами експерименту, наведеними в табл. 2, пояснюється в першу чергу тим, що при теоретичному аналізі, для більшої простоти, враховувалась тільки від'ємна ємність С-негатрона, проте як реальний С-негатрон містить також і інші додаткові елементи, як то активний опір [6], та частотною залежністю коефіцієнта підсилення операційного підсилювача.

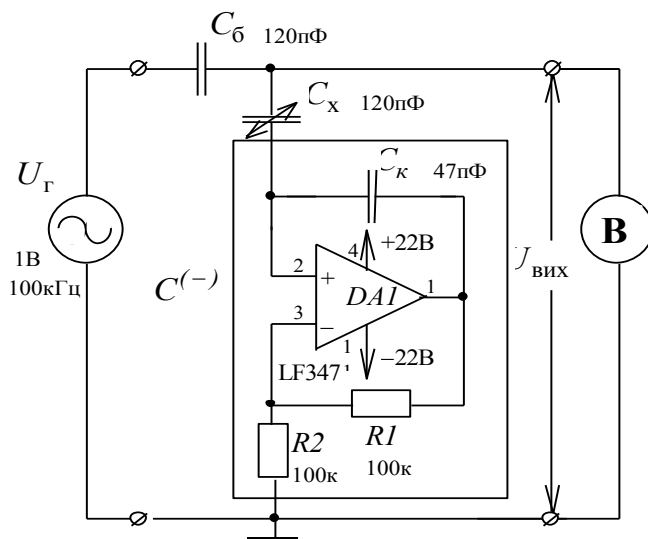


Рисунок 6 - Схема ємнісного негасенсора

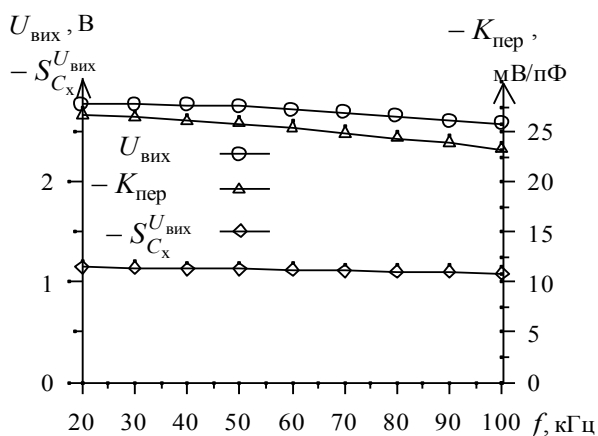


Рисунок 7 - Частотні залежності основних параметрів ємнісного негасенсора

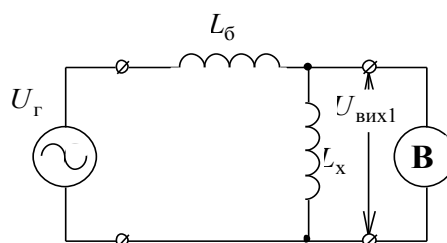


Рисунок 8 - Схема індуктивного давача (прототипу)

Таблиця 2 -Розрахункові та експериментальні дані дослідження основних параметрів ємнісного негасенсора

	$U_{\text{вих}}, \text{В}$	$K_{\text{пер}}, \text{мВ/пФ}$	$S_{C_x}^{U_{\text{вих}}}$
Для прототипу (схеми без С-негатрона)	0,5	-2,08	-0,5
Для негасенсора			
теоретично: якщо $C_k = 33 \text{ пФ}$	1,61	-3,11	-0,23
$C_k = 47 \text{ пФ}$	2,81	-27,23	-1,16
$C_k = 53 \text{ пФ}$	4,76	-119,43	-2,99
експеримент: якщо $C_k = 33 \text{ пФ}$	1,59	-3,0	-0,23
$C_k = 47 \text{ пФ}$	2,61	-23,2	-1,07
$C_k = 53 \text{ пФ}$	3,74	-70,2	-2,25

Для перевірки одержаних теоретичних положень проведемо експериментальне дослідження схеми давача з паралельним L-негатроном. Для цього від'ємну індуктивність реалізуємо за допомогою конвертора від'ємного опору мостового типу на операційному підсилювачі [5]. При цьому реалізована від'ємна індуктивність $L^{(-)} = -L_k$. Схема даного негасенсора на базі схемотехнічного аналога L-негатрона зображена на рис. 9. Результати дослідження схеми зведені в табл. 3.

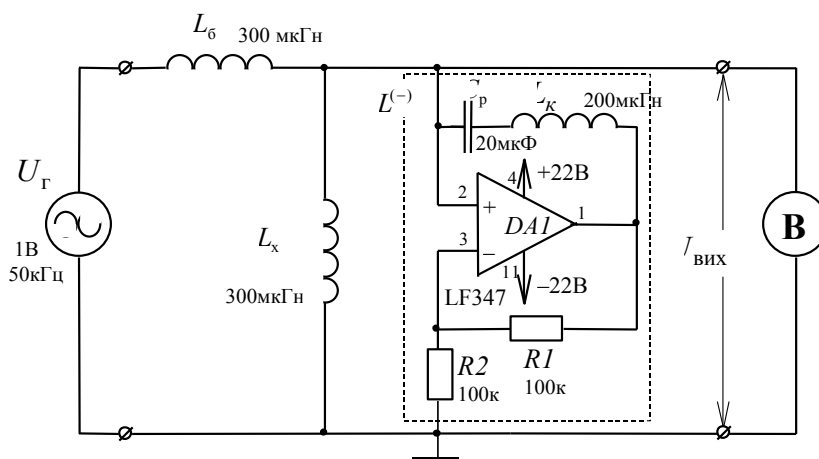


Рисунок 9 - Схема індуктивного негасенсора на базі схемотехнічного аналога L-негатрона

Таблиця 3 - Розрахункові та експериментальні дані дослідження індуктивного негасенсора

	$U_{вих}, В$	$K_{пер}, мВ/мкГн$	$S_{L_x}^U$
Для прототипа (схеми без L-негатрона)	0,5	0,83	0,5
Для негасенсора			
теоретично: якщо $L_k = 180 мкГн$	3	30	3
$L_k = 200 мкГн$	2	13,3	2
$L_k = 300 мкГн$	1	3,3	1
експеримент: якщо $L_k = 180 мкГн$	2,46	20,3	2,48
$L_k = 200 мкГн$	1,82	11,1	1,83
$L_k = 300 мкГн$	0,98	3,2	0,99

Запропонована схема індуктивного негасенсора дозволила збільшити крутизну перетворення давача в 24,5 рази, відносну чутливість і напругу - в 5 разів. Основні параметри негасенсора мало залежать від частоти. Так при зміні частоти вхідного сигналу в діапазоні від 30 кГц до 90 кГц, зміна крутизни перетворення не перевищували 3%.

Висновки

Проведений аналіз чутливості кіл з L-, C-негатронами показав, що наявність в електронному колі від'ємної ємності або індуктивності призводить до збільшення абсолютної та відносної чутливостей загальної ємності або індуктивності кола до зміни значень ємності або індуктивності кола. Цю властивість можна використовувати для підвищення чутливості ємнісних та індуктивних давачів і, відповідно, точності вимірювання неелектричних фізичних величин. На базі одержаних теоретичних положень розроблені та досліджені схеми індуктивного та ємнісного давачів з L-, C-негатронами. Показано, що чутливість таких давачів в 20-30 разів більша у порівнянні до прототипів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Філінюк М.А. До питання визначення наукового напрямку "Негатроніка" / Філінюк М.А. // Вісник ВПІ. - 1999. - №3. - С.79-81.
2. Филановский И.М. Схемы с преобразователями сопротивления / Филановский И.М., Персианов А.Ю., Рыбин В.К. - Л.: Энергия, 1973. - 192 с.
3. Філінюк М.А. Аналіз принципу дуальності у застосуванні до RLC-негатронів / Філінюк М.А., Анфілов Р.А. // Вісник ВПІ. - 2000. - №1. - С.91-94.
4. Левшина Е.С. Электрические измерения физических величин: Измерительные преобразователи. / Левшина Е.С., Новицкий П.В. - Л.: Энергоатомиздат, 1983. - 320с.
5. Бенинг Ф. Отрицательное сопротивление в электронных схемах / Бенинг Ф. - М.: Сов. радио, 1975. - 286с.
6. Філінюк М.А. Дослідження енергетичних властивостей нелінійної ємності / Філінюк М.А., Лазарєв О.О. // Вісник ВПІ. - 2000. - №4. - С. 94-97.
7. Filinyuk N.A. Short historical review of development of scientific branch "negatronics" / N.A. Filinyuk A.A. Lazarev // AEU - International Journal of Electronics and Communications, Volume 68, Issue 2, February 2014, P. 172-177, ISSN 1434-8411, <http://dx.doi.org/10.1016/j.aeue.2013.07.015>.
8. Філінюк М.А. LC-негатрони та їх застосування: монографія / М.А. Філінюк, О.О. Лазарєв, О.В. Войцеховська. - Вінниця: ВНТУ, 2012. - 308 с.

Лазарєв Олександр Олександрович – канд. техн. наук, доцент кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: Alexander.Lazarev.VNTU@gmail.com.

Lazarev Alexander A. — Ph.D., assistant professor of the Department of Electronics and Nanosystems, Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, e-mail: Alexander.Lazarev.VNTU@gmail.com.

ІНДУКТИВНИЙ ЕФЕКТ В НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ТРАНЗИСТОРАХ

Вінницький національний технічний університет

Анотація: Проаналізовано процес виникнення індуктивного ефекту в напівпровідникових приладах, зокрема, в біполярних транзисторах. Наведено прості математичні моделі еквівалентів індуктивності на базі біполярних структур транзистора та проаналізовано можливість лабораторного дослідження таких транзисторів.

Abstract: The process of occurrence of inductive effect in semiconductor devices, in particular, in bipolar transistors, is analyzed. Simple mathematical models of inductance equivalents based on transistor bipolar structures are presented and the possibility of laboratory research of such transistors is analyzed.

Ключові слова: індуктивний ефект, моделювання, еквівалент індуктивності, індуктивний транзистор.

Keywords: inductive effect, simulation, inductance, inductance transistor.

Вступ

Зазвичай інтегральні схеми проектуються таким чином, щоб виключити індуктивні елементи. Це, на щастя, легко досягається в разі більшості комп'ютерно-обчислювальних схем. Якщо ж індуктивності уникнути не можливо, то еквівалентні функції можуть бути виконані з різним ступенем успіху напівпровідниковими елементами, зокрема, індуктивними транзисторами.

Мета даної роботи – проаналізувати процеси виникнення індуктивного ефекту в напівпровідникових приладах та можливість лабораторного дослідження таких процесів.

Моделювання індуктивного ефекту в напівпровідникових приладах

Важливою проблемою є моделювання індуктивності за допомогою напівпровідникових приладів. Індуктивності величиною аж до декількох мілігенрі можна отримати на основі ефекту модуляції провідності в спеціальних діодах, як це показано на рис. 1. Інжекція носіїв в базову область високоомного кремнію призводить до збільшення струму, що протікає через діод в прямому напрямку, протягом часу, необхідного носіям для проходження бази до рекомбінації. Так як цей струм має тенденцію відставати від вхідної напруги, то в результаті створюється індуктивний зсув фази [1, 2]. Ясно, що чим довша область бази з високим опором, тим довше протікає струм.

Аналіз такого приладу показав, що його можна представити еквівалентною схемою [1], зображеної на рис. 1. Однак через дуже низькі величини доб-

ротності, а також погану температурну стабільність ці прилади мають дуже обмежене використання. Добротність може бути збільшена, якщо компенсувати втрати в діоді шляхом комбінації індуктивного діода з різноманітними приладами з негативним опором, наприклад з тунельним діодом, чотиришаровими приладами або одноперехідними транзисторами. Значний індуктивний ефект можна отримати в схемах, що складаються з ланцюжків RC -фазозміщення і транзисторів.

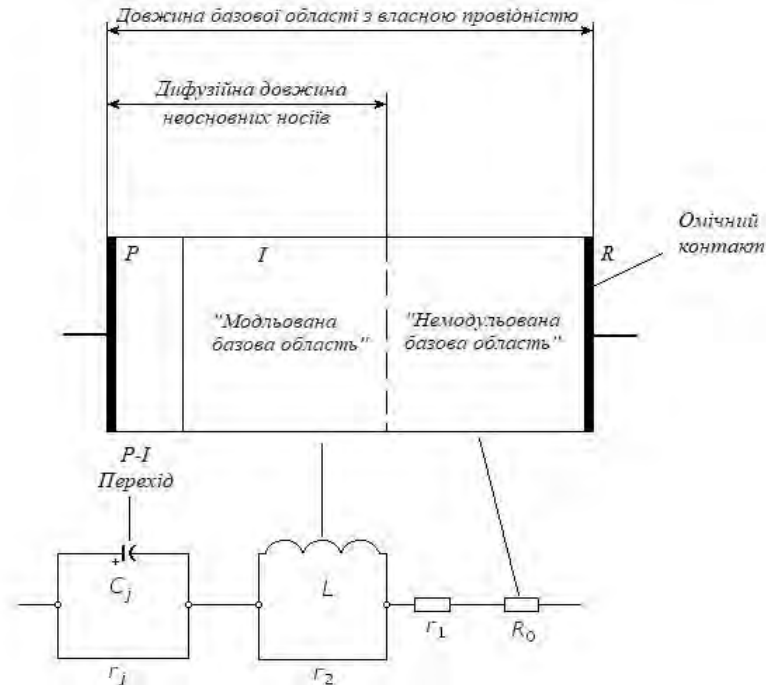


Рисунок 1 - Спрощена модель и еквівалентна схема діода при прямому змщенні

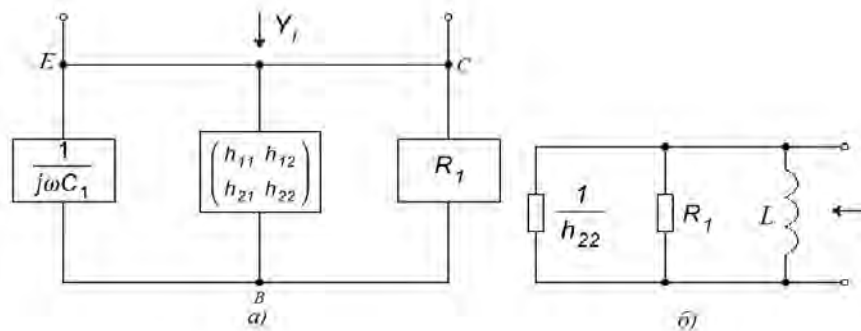


Рисунок 2 - Індуктивний ланцюг на транзисторі (а) та її еквівалентна схема (б)

Простий ланцюг такого типу зображена на рис. 2, де для транзистора використано подання у вигляді чотириполісника. Застосовуючи до цієї схеми звичайний аналіз [1, 2], можна показати, що вхідна провідність Y_i є.

Звідси слідує, що ланцюг може бути представлений схемою, показаною на рис. 2. де еквівалентна індуктивність L є.

$$Y_I = \left(h_{22} + \frac{1}{R_1} \right) + \frac{h_{22}}{h_i \left(\frac{1}{j\omega C_1 R_1} \right)}, \quad (1)$$

де

$$h_i = r_B + \frac{r_E}{1 - \alpha},$$

якщо

$$R_1 \gg \frac{1}{\omega C_1} \quad \text{і} \quad h_i \gg \frac{1}{\omega C_1}.$$

Звідси випливає, що ланцюг може бути представлений схемою, показаною на рис. 3, (б), де еквівалентна індуктивність L є

$$L = \frac{h_i}{h_{21}} C_1 R_1 \quad (2)$$

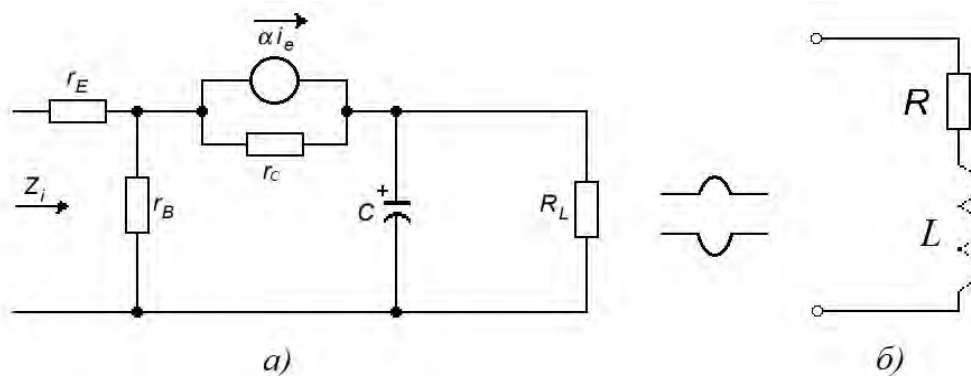


Рисунок - 3. Індуктивний транзистор (а) і його еквівалентна схема (б)

Як і слід було очікувати, схеми цього роду мають низьку добротність, але дозволяють отримати дуже велике значення індуктивності.

Індуктивні ефекти спостерігаються також в транзисторах [1, 2], що працюють в схемі із загальною базою поблизу граничної частоти α . На рис. 3. показана еквівалентна схема, в якій конденсатор C діє як коротке замикання, $R_L \gg r_K$. Тоді вхідний імпеданс Z_i буде

$$Z_i = r_E + r_B(1 - \alpha). \quad (3)$$

Поблизу відсічки по α

$$\alpha = \frac{1 - j \left(\frac{f}{f_\alpha} \right)}{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha} \right)^2} \alpha_0. \quad (4)$$

Тому

$$Z = (r_E + r_B) - \frac{r_B \alpha_0}{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha} \right)^2} + \frac{j r_B \left(\frac{f}{f_\alpha} \right) \alpha_0}{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha} \right)^2} \quad (5)$$

і

$$L = \frac{r_b}{2\pi f} \frac{\left(\frac{f}{f_\alpha} \right) \alpha_0}{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha} \right)^2} \quad (6)$$

З останньої формули випливає, що індуктивність зростає зі збільшенням опору бази r_b . Збільшення індуктивності і значне поліпшення добротності може бути використано, якщо збільшити негативний зсув на колектор так, щоб транзистор працював на ділянці лавинного пробою. Тоді стає істотним коефіцієнт множення M , і вираз для вхідного імпедансу приймає наступний вигляд:

$$Z = (r_E + r_B) - \frac{\alpha_0 M r_B}{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha} \right)^2} + \frac{j r_B \alpha_0 M \left(\frac{f}{f_\alpha} \right)}{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha} \right)^2} \quad (7)$$

Щодо можливості лабораторного дослідження індуктивного ефекту, то тут доцільним, з нашої точки зору, було досліджувати не сам індуктивний ефект, а параметри схемного застосування напівпровідникових приладів в якості еквівалентів індуктивності, зокрема автогенератора електричних коливань, в коливальне коло якого включити, наприклад, індуктивний транзистор [3].

Висновок

Проаналізовано процес виникнення індуктивного ефекту в напівпровідникових приладах, зокрема, в біполярних транзисторах. Наведено прості математичні моделі еквівалентів індуктивності на базі біполярних структур транзистора та запропоновано лабораторне дослідження на базі використання індуктивних транзисторів у відповідних функціональних схемах, зокрема, в схемі автогенератора.

Література

1. Левин С. Основы полупроводниковой микроэлектроники / С.Левин. – М.: Сов.радио, 1966 – 243с.
2. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах/ В. С. Осадчук –К.: Высшая школа, 1987, -155 с.
3. Осадчук В.С. Напівпровідникові перетворювачі інформації / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. –Вінниця: ВНТУ, 2004. – 208 с.

Подобедов Максим Олександрович – студент групи МЕ-15б, факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, e-mail: maxpodobedov@gmail.com

Кравченко Юрій Степанович, к. ф.-м. н., професор кафедри електроніки та наносистем, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

Мережне наукове видання

Матеріали XLVIII науково-технічної
конференції підрозділів Вінницького
національного технічного університету
(НТКП ВНТУ-2019)
13-15 березня 2019 року
Збірник доповідей

Матеріали подаються в авторській редакції

Підписано до видання 04. 06. 2019 р.
Гарнітура Times New Roman. Обсяг 130 Мб.

Видавець та виготовлювач
Вінницький національний технічний університет,
інформаційний редакційно-видавничий центр.

ВНТУ, ГНК, к. 114.
Хмельницьке шосе, 95,
м. Вінниця, 21021.
Тел. (0432) 65-18-06,
press.vntu.edu.ua,
E-mail: kivc.vntu@gmail.com.

Свідцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.