



Міністерство освіти і науки України,
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С.Попова,
Українська технологічна академія,
Білоруський державний університет інформатики і радіоелектроніки,
Національний технічний університет України «КПІ імені Сікорського»,
Вінницький національний технічний університет,
Міжнародне відділення Інституту інженерів по електротехніці і радіоелектроніці IEEE



МАТЕРІАЛИ XX НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОНФЕРЕНЦІЇ

Вимірювальна та
Обчислювальна
Техніка у
Технологічних
Процесах

Міністерство освіти і науки України,
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С.Попова,
Українська технологічна академія,
Білоруський державний університет інформатики і радіоелектроніки,
Національний технічний університет України «КПІ імені Сікорського»,
Вінницький національний технічний університет,
Міжнародне відділення Інституту інженерів по електротехніці і радіоелектроніці IEEE

XX ЮВІЛЕЙНА

МІЖНАРОДНА НАУКОВО-ТЕХНІЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ

"ВИМІРЮВАЛЬНА ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНА ТЕХНІКА В ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСАХ" (ВОТТП-2020)

26 – 29 червня 2020

Одеса 2020

Склад організаційно-програмного комітету МНТК ВОТТП 19-2019

ОРГКОМІТЕТ КОНФЕРЕНЦІЇ

П.П. Воробієнко. - професор, д.т.н., член-кор. НАПН України, ректор ОНАЗ ім.О.С. Попова –голова оргкомітету;

Є.В. Васіліу - професор, д.т.н. лауреат Державної премії України в галузі науки і техніки – заступник голови оргкомітету;

Члени оргкомітету:

Т.В. Борботько (Білорусія, Мінск);
Бубулис Алгимантас, (Литва);
Вільям Кей Джі (Республіка Корея)
Натріашвілі Тамаз Мамієвич, (Грузія)
М.Н. Гладков (National Instruments)
В.Б. Дудикевич (Україна, Львів)
Т.А. Цалієв (Україна, Одеса)
Е.О. Сукачов (Україна, Одеса)
М.П. Дивак (Україна, Тернопіль)
Жултовський Богдан, (Польща)
В.Г. Здоренко (Україна, Київ)
С.М. Злепко (Україна, Вінниця)
В.Г. Каплун (Україна, Хмельницький)
В.А. Каптур (Україна, Одеса)
В.М. Кичак (Україна, Вінниця)
В.Т. Кондратов (Україна, Київ)
Є.В.Коробко (Білорусія)
І.В. Кузьмін (Україна, Вінниця)
Я.І. Лепіх (Україна, Одеса)
А.О. Мельник (Україна, Львів)
С.В. Павлов (Україна, Вінниця)

О.М. Петренко (Англія, Лоднон)
С.К.Підченко (Україна, Хмельницький)
Попов Валентин, (Німеччина);
О.П. Пунченко (Україна, Одеса)
В.П. Ройзман (Україна, Хмельницький)
О.Н. Романюк (Україна, Вінниця)
В.В. Романюк (Україна, Хмельницький)
О.П. Ротштейн (Ізраїль, Єрусалим)
В.П. Тарасенко (Україна, Київ)
А.В.Толбатов (Україна, Суми)
Ю.М. Туз (Україна, Київ)
В.В.Себко (Україна, Харків)
М.М. Сурду (Україна, Київ)
П.М. Сопрунюк (Україна, Львів)
О.П. Стахов (Канада)
Й.І. Стенцель (Україна, Северодонецьк)
В.Ю. Цветков (Білорусія, Мінск);
О.Б. Шарпан (Україна, Київ);
К.Л. Шевченко (Україна, Київ).
Мансуров Тофік Магомедович, (Азербайджан)

ЛОКАЛЬНИЙ ОРГКОМІТЕТ КОНФЕРЕНЦІЇ

Сідень С.В., н.с. НДЦ ТКС та МЗ, відповідальний за наукову роботу в ННІ КБК і РТ;

Пилявський В.В., с.н.с. НДЦ ТКС та МЗ,

Члени локального організаційного комітету:

Гофайзен О.В., д.т.н., проф., завідувач кафедри телебачення та радіомовлення;

Захарченко М.В., д.т.н., проф. кафедри кібербезпеки та технічного захисту інформації;

Вакарчук А.О., к.т.н., заступник директора навчально-наукового інституту кібербезпеки, комп'ютерних і радіо технологій;

Стайкуца С.В., к.т.н., доц. кафедри кібербезпеки та технічного захисту інформації;

Кільдішев В.Й., к.т.н., доц. кафедри кібербезпеки та технічного захисту інформації;

Севаст'єєв С.О., ст. викл. кафедри кібербезпеки та технічного захисту інформації.

Буюклі Ю.Б., директор бази відпочинку «Електрон».

Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах : матеріали дев'ятнадцятої міжнародної науково-технічної конференції (м. Одеса, 26-29 червня 2020 р., м. Одеса), Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова. – Одеса: ФОП Бондаренко М. О., 2020. – 150 с.

ISBN 966-978-

У збірнику опубліковані матеріали українських та зарубіжних авторів, які висвітлюють проблеми та аспекти використання вимірювальної та обчислювальної техніки в різних галузях економіки та технологічних процесах. УДК 681.2+004

ЗМІСТ

№	ПІБ, НАЗВА ТЕЗ ДПОВІДЕЙ	СТР.
ОПТИЧНІ ТА ФІЗИКО-ХІМІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ		
1	PAVLO ANIKIN, GALINA SHILO, RUSLAN KULYKOVSKYI, DENIS MOLOCHKOV WIRE + ARC ADDITIVE MANUFACTURING AUTOMATION CONTROL SYSTEM ARCHITECTURE	7
2	MELESHCHUK D.V. INFLUENCE OF RADIAL DISPLACEMENTS IN THE ELECTROLYTIC CELL WITH A REMOVABLE PART ON THE ACCURACY OF MEASUREMENTS	10
3	OLENA AKSIMENTYEVA, BOHDAN TSIZH, YULIIA HORBENKO, ANASTASIA STEPURA OPTICAL GAS SENSORS BASED ON POLYAMINOARENES FOR DETECTION OF THE ORGANIC SOLVENT VAPORS	12
4	VALERY F. TIMKOV, SERG V. TIMKOV, VLADIMIR A. ZHUKOV, KONSTANTIN E. AFANASIEV QUANTIZATION OF THE GRAVITATIONAL FIELD	14
5	БЕРМАН В.П., КРИЛЬ С.И., ФАДЕИЧЕВ В.В. НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕРЫ ИЗУЧЕНИЯ КИНЕМАТИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ДВУХФАЗНЫХ ГЕТЕРОГЕННЫХ ПОТОКОВ В ТРУБОПРОВОДЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭЛЕКТРОДИФФУЗИОННОГО МЕТОДА ДИАГНОСТИКИ	16
6	МОРАВСЬКИЙ В.С, КУЧЕРЕНКО А.М., МАНЬКЕВИЧ С.О. РЕОЛОГІЧНІ ДОСЛІДЖЕННЯ РОЗПЛАВІВ ПОЛІМЕРНИХ МАТЕРІАЛІВ	19
7	О.Б. ШАНДИБА, А.В.ТОЛБАТОВ, Г.А. СМОЛЯРОВ, О.В.СЕМЕРНЯ ЕФЕКТИВНІСТЬ ТОНКОШАРОВОГО СЕКЦІОНУВАННЯ ВНУТРІШНЬОГО ПРОСТОРУ ГОРИЗОНТАЛЬНИХ ВІДСТІЙНИКІВ	20
8	ОНУФРИЕНКО В.М., СНИЖКО Н.В. АНТОНЕНКО Н.Н. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЕМКОСТИ ФРАКТАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕГО ПОЛУПРОВОДНИКА В ДИАПАЗОНЕ НИЗКИХ И ВЫСОКИХ ЧАСТОТ	23
9	ОНУФРІЄНКО В.М., СЛЮСАРОВА Т.І., ОНУФРІЄНКО Л.М., ШАМА Є.О. ВПЛИВ ФРАКТАЛЬНОГО ГІСТЕРЕЗИСУ НА ЧАСТОТНУ ЗАЛЕЖНІСТЬ ВИМІРЮВАНОЇ ДІЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРОНИКНОСТІ	25
10	ПИЛЯВСЬКИЙ В.В. АЛГОРИТМ АДАПТИВНОЇ КОРЕКЦІЯ СИГНАЛІВ ОПТИЧНОГО ЗОБРАЖЕННЯ	28
11	ШАПАР В.М., ЛИСЕНКО В.С.,САВЧУК А.В. ОДНОКАНАЛЬНИЙ БАГАТОМОДОВИЙ ОПТИЧНИЙ ОБЕРТОВИЙ З'ЄДНУВАЧ	30
12	ШИНКАРЕНКО О.В., БЕКЕТОВ Г.В. КУТОВІ ВІДГУКИ ПОВЕРХНЕВОГО ПЛАЗМОННОГО РЕЗОНАНСУ ПРИ ЗБУДЖЕННІ В КОНФІГУРАЦІЇ ПРИЗМИ КРЕЧМАНА	33
13	ШМАТЬКО О.О., ОДАРЕНКО Є.М., ВЕРТІЙ О.О. ЗАСТОСУВАННЯ АНІЗОТРОПНОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛУ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ДІЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРОНИКНОСТІ МАТЕРІАЛІВ І РІДИ	35
14	ГОФАЙЗЕН О.В., КІЙКО С.М. ДВОВИМІРНА ПРОСТОРОВА ІМПУЛЬСНА ХАРАКТЕРИСТИКА ОБ'ЄКТИВА ТЕЛЕВІЗІЙНОЇ КАМЕРИ, ЩО ЇЇ ВИЗНАЧАЮТЬ З УРАХУВАННЯМ ГЛИБИННОЇ КООРДИНАТИ ОБ'ЄМНОЇ СЦЕНИ	37
ЕЛЕКТРИЧНІ ТА РАДІОТЕХНІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ		
1	SAIKO VOLODYMYR, NARYTNIK TEODOR, VALERIY HLADKYKH, SYVKOVA NATALIA METHOD OF DETERMINING A COMPLEX ENVIRONMENTAL TOTAL SIGNAL FROM SPATIALLY SPATED TRANSMITTERS	39
2	ВОЛОВИК АНДРІЙ ЮРІЙОВИЧ ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ СТОХАСТИЧНИХ ДІАГНОСТИЧНИХ ВІДНОВНИКІВ	42

3	ЗІНЕНКО І. І., П'ЯНКОВ В. П. АНАЛІЗ Е-ПЛОЩИННОГО З'ЄДНАННЯ ШЕСТИ ХВИЛЕВОДІВ З КРУГОВОЮ ПРОВІДНОЮ ВСТАВКОЮ	45
4	ІВАЩЕНКО П. В. СЛІПА СИНХРОНІЗАЦІЯ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СИГНАЛІВ БЛОКОВОГО ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО КОДУВАННЯ	48
5	МАЙБОРОДА Д.В., ПОГАРСКИЙ С.А. АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ ОБРАБОТКА ДАННЫХ АНТЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ В ДАЛЬНЕЙ ЗОНЕ	50
6	МАНЬКО О. О., КУНАХ Н. І., ХАРЛАЙ Л.О., КОНОВАЛОВ О.Ю., СОТНІЧЕНКО Ю.О., СКУБАК О.М. МЕТОД ВИМІРЮВАНЬ ФЛУКТУАЦІЙ ЧАСТОТИ В СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ П'ЯТОГО ПОКОЛІННЯ	52
7	МЕТОД ВИМІРЮВАНЬ ДРЕЙФУ ЧАСТОТИ В ГЕНЕРАТОРАХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ П'ЯТОГО ПОКОЛІННЯ МАНЬКО О. О., КУНАХ Н. І., ХАРЛАЙ Л.О., КОНОВАЛОВ О.Ю., СОТНІЧЕНКО Ю.О., НІКІФОРЕНКО К.Б.	54
8	МЕЛЬНИЧУК В.М., ПОЛКАРОВСЬКИХ О.І. ОПТИМАЛЬНЕ ВИКОРИСТАННЯ РЕСУРСІВ МІКРОСХЕМ FPGA У СИНТЕЗАТОРАХ DDS ЗА МЕТОДОМ CORDIC	56
9	ПРОСКУРИН Н.П. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УВЧ ДИАПАЗОНА	57
10	ОСАДЧУК О.В., ОСАДЧУК В.С., ОСАДЧУК Я.О., ПАСТУШЕНКО Г.О. РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПАРАМЕТРИЧНИЙ СЕНСОР ГАЗУ НА ОСНОВІ ДВОКОЛЕКТОРНОГО МАГНІТОЧУТЛИВОГО ТРАНЗИСТОР	60
11	СІДЕНЬ С.В. АНАЛІЗ БОКОВОГО ТА ЗАДНЬОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ АНТЕН ЗА МЕЖАМИ РОБОЧОЇ СМУГИ ЧАСТОТ	63
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ТА ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ		
1	SIDEN S.V., МАКОВЕЕНКО D.O., PYLIAVSKYI V.V. ANALYSIS OF LTE-A NETWORK THROUGHPUT TAKING INTO ACCOUNT THE SPATIAL LOCATION OF MOBILE STATIONS	64
2	МАКОВЕЕНКО D.O., SIDEN S.V. SIMULATION OF RADIO COVERAGE IN 5G MOBILE NETWORKS FOR URBAN ENVIRONMENT	67
3	ПИЛЯВСЬКИЙ В.В., ПАТЛАСНКО М.О., ТАРАН А.П. СИСТЕМА МОНИТОРИНГУ НА БАЗІ ТЕХНОЛОГІЇ LORAWAN	69
4	OLENA OSHAROVSKA, VALENTINA SOLODKA MEDIA CONTENT PROTECTION BY 3D MESH WATERMARKING TECHNIQUE	71
5	А.Г. ЛОЖКОВСЬКИЙ, В.А. ТУРЧИН, В.С. АНДРІЯКА РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ САМОПОДІБНОГО ТРАФІКА ТА ХАРАКТЕРИСТИК ЯКОСТІ ОБСЛУГОВУВАННЯ	73
6	БАЛЄЄВ І.С., ОДЕГОВ М.А., ЮР'ЄВА О.В. МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ЧАСТОТНОГО ПЛАНУ РІВНИХ КАНАЛЬНИХ ШВИДКОСТЕЙ У ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧІ	75
7	БАРАНІК В.В., КУЛІЦА О.С., БАРАНІК В.В., МРУЦЬ М.С. УПРАВЛІННЯ ІНТЕНСИВНІСТЮ ВІДЕОТРАФІКУ В ЕНЕРГОЕФЕКТИВНИХ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЯХ	77
8	БАРАНІК В.В., ХАХАНОВА А.В., СТЕЦЕНКО О.М., ЧУЯНОВ К.В., ФУСТИЙ В.С. КОДУВАННЯ В СИСТЕМАХ ВІДЕОКОНФЕРЕНЦІВ'ЯЗКУ	79

9	ТИХОНОВ В. І., ТИХОНОВА О.В., ЯВОРСЬКА О. М. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ПРО МАКСИМАЛЬНИЙ ПОТІК НА ДВОПОЛЮСНОМУ ВІДКРИТОМУ ВІЛЬНО-ОРІЄНТОВАНОМУ ГРАФІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ ТРАНСПОРТНОЇ МЕРЕЖІ	81
10	БЫКОВ Р. Г. НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ВЕКТОРОВ ЦИФРОВОЙ МОДУЛЯЦИИ КАМ-16	83
11	ГОРБУК Р. С., ІВАЩЕНКО П.В. ПОРІВНЯННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ОДНОЧАСТОТНИХ ТА БАГАТОЧАСТОТНИХ РАДІОСИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ	86
12	ГУЛЬКО І. І., ГНАТУШЕНКО В. В. АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТЕЙ СУЧАСНИХ СЕРВІСІВ ХМАРНИХ РОЗРАХУНК	87
13	ДУТКА П.І., ГАРМАТЮК А.С. СУЧАСНІ ТЕХНОЛОГІЇ РОБОТИ З АУДІОКОНТЕНТОМ ПРИ ПІДГОТОВЦІ ПРОГРАМ РАДІОМОВЛЕННЯ	88
14	ІВАЩЕНКО П.В., КУДРЯШОВ А.С. АНАЛІЗ КРИТЕРІЇВ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ МЕРЕЖ НОВИХ ПОКОЛІНЬ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ	90
15	ОДАРЧЕНКО Р.С., ФЕСЕНКО А.О., ГНАТЮК В.О., ГРИГОРЕНКО Д.К. МЕТОДОЛОГІЯ ОЦІНКИ ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ QOE ТА QOS ДЛЯ НОВИХ ВИПАДКИ ВИКОРИСТАННЯ ТЕХНОЛОГІЇ 5G	92
16	ОКСЮК О.Г., БАБЕНКО Ю.М., ЖУЙКОВ Д.Б. КОДУВАННЯ ЗНАЧУЩОЇ КООРДИНАТНО-ЯСКРАВИСНОЇ СКЛАДОВОЇ ВІДЕОЗНІМКУ В ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ	95
17	ПУГАЧЕНКО А.І., ІВАЩЕНКО П.В. СУЧАСНИЙ СТАН РАДІОРЕЛЕЙНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ	97
18	БІЛЬСЬКИЙ Б.М., ІВАЩЕНКО П.В. СУЧАСНИЙ СТАН ТА ПЕРСПЕКТИВИ ВИКОРИСТАННЯ ТЕХНОЛОГІЇ VSAT	98
19	ІВАЩЕНКО П.В., НОВИЦЬКИЙ Р.О. ПРО ДОЦІЛЬНІСТЬ ВИКОРИСТАННЯ УНІВЕРСАЛЬНИХ ФІЛЬТРОВАНИХ БАГАТОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ	100
СИСТЕМИ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ		
1	БАРАНІК В.В., БЕЛІКОВА Т.В., ОЛІЙНИК Ю. О. МЕТОДИ ВІЯВЛЕННЯ ДЕСТРУКТИВНО ІНФОРМАЦІЙНОПСИХОЛОГІЧНОГО ВПЛИВУ НА ПІДСВІДОМІСТЬ ОСОБОВОГО СКЛАДУ ТА НАСЕЛЕННЯ УКРАЇНИ	101
2	ХИЖНЯК А. О., ОКСЮК О.Г. ПІДХІД ДО ПОКРАЩЕННЯ СИСТЕМ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ВЗАЄМОДІЇ НА ПРИКЛАДІ ВЗАЄМОДІЇ ДЕРЖАВНИХ РЕЄСТРІВ	103
3	ТЮХ О.В., ГНАТУШЕНКО В.В. ПОБУДОВА ЗАХИЩЕНОЇ КОМП'ЮТЕРНОЇ МЕРЕЖІ ПІДПРИЄМСТВА НА ОСНОВІ ТЕХНОЛОГІЇ VPN	105
4	R. SKURATOVSKII, V. SAVCHENKO, A. WILLIAMS, V. OSADHYY TIMER COMPRESSION OF DATE	107
5	R. SKURATOVSKII, A. WILLIAMS, V. OSADHYY AN APPLICATION OF MINIMAL GENERATING SETS OF COMMUTATOR SUBGROUPS OF SYLLOW P-SUBGROUPS AND MILLER-MORENO GROUPS TO KEY ESTABLISHMENT PROTOCOL	110
6	ЧЕВАРДІН В.С., МАЗУЛЕВСЬКИЙ О.Є., ПОНОМАРЬОВ О.А. АНАЛІЗ СТРУКТУР КІБЕРВІЙСЬК ДЕРЖАВ СВІТУ	113

7	БАРАННИК Д.В., БАРАННИК Н.В., ХИМЕНКО В.В., ТВЕРДОХЛЕБ В.В., ЗГОДНИК В.С. МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ПРОПУСКНОЇ СПРОМОЖНОСТІ В ЗАКРИТИХ КАНАЛАХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ	115
8	R. SKURATOVSKIИ, V. SAVCHENKO, A. WILLIAMS, V. OSADHYY THE ORDER OF EDWARDS AND MONTGOMERY CURVES	117
ОБМІН ДОСВІДОМ ТА ТЕХНОЛОГІЯМИ		
1	KONOVALOV S.M., YEGOSHYNА H.A., VORONOY S.M. NEURAL NETWORK APPLICATION FOR CALCULATING THE SERVICEABILITY OF SHIPBOARD COMPLEX TECHNICAL SYSTEMS	119
2	ВОРОНОЙ СЕРГІЙ МИХАЙЛОВИЧ, КУЛЯК АНДРІЙ АНАТОЛІЙОВИЧ СИСТЕМА ВІДДАЛЕНОГО СПІЛЬНОГО КЕРУВАННЯ ДРОНОМ	122
3	ВЕДЕНЄВ ЄВГЕНІЙ ОЛЕКСАНДРОВИЧ ЛАЗЕРНИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК БІОТКАНИН	125
4	ДУХНОВСЬКА К.К., ЛЕЩЕНКО О.О, КОВТУН О.І. ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ПРОГРАМНО-КОНФІГУРОВАНОЇ МЕРЕЖІ	127
5	ТУПИЦИН Н.Ф., ПАНТЕЕВ Р.Л., СТЕПАНЕНКО І.А. ИССЛЕДОВАНИЕ НА МИНИМУМ РИСКОВ ЗАКАЗЧИКА И ИЗГОТОВИТЕЛЯ	129
6	МАЛИК Д.А., ГНАТУШЕНКО В.В. РОЗРОБКА СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ СТАНУ СЕРВЕРНОГО ОБЛАДНАННЯ	132
7	МОРОЗОВ Б.Д., ГНАТУШЕНКО В.В. РОЗРОБКА ВЕБ-ЗАСТОСУНКУ З ВИКОРИСТАННЯМ ФРЕЙМОВОРКУ REACT	133
8	ОЛЕЙНИК О.Ю. ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ВЕЙВЛЕТ-АНАЛИЗА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕР БЛИЗОСТИ	134
9	СТЕПАНЮК О.О., БОГОМОЛОВ М.Ф., ТРОЦ А.А. ВИСОКОТЕМПЕРАТУРНИЙ ТВЕРДОЕЛЕКТРОЛІТНИЙ ГЕНЕРАТОР КИСНЮ МЕДИЧНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ	135
10	ЗОРІН Б.С., БОГОМОЛОВ М.Ф., ТРОЦ А.А. ПАЛИВНИЙ ЕЛЕМЕНТ НА ВОДІ ДЛЯ ВИКОРИСТАННЯ В МІКРОЕЛЕКТРОНІЦІ	137
11	ЯКОВИНА В.С., УГРИНОВСЬКИЙ Б.В. МОДЕЛЬ СТАРІННЯ ТА ОМОЛОДЖЕННЯ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЛЯ ПЛАТФОРМИ ANDROID	139
12	ЯНКОВСЬКИЙ Д.Ю., ГНАТУШЕНКО В.В. РОЗРОБКА ВЕБ-ДОДАТКІВ З ВИКОРИСТАННЯМ AMAZON WEB SERVICES	141
13	ВЫШИНСКИЙ В.А. БУДУЩИЕ СРЕДСТВА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ ТРЕБУЮТ НЕ ЧИСЛОВЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ	142
14	БОГОМОЛОВ М.Ф., ТРОЦ А.А. БІОМЕДИЧНИЙ ДОЗАТОР НА ОСНОВІ НАСОСУ ІЗ ЗДВОСНИМ ПОРШНЕМ ПОСТІЙНОЇ ДІЇ	144
15	ЛЕБЕДЄВ В.О., ХАЛІМОВСЬКИЙ О.М., ШИШКА Д.В. ШВИДКОДІЮЧИЙ АВТОМАТИЗОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД МЕХАНІЗМУ КОЛИВАНЬ ВИРОБУ ПРИ ЕЛЕКТРОДУГОВОМУ НАПЛАВЛЕННІ	146
16	ЛЕБЕДЄВ В.О., ХАЛІМОВСЬКИЙ О.М., ДУБОВЧУК В.В. АВТОМАТИЗОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД ДОЗОВАНОЇ ІМПУЛЬСНОЇ ПОДАЧІ ЕЛЕКТРОДНОГО ДРОТУ ОБЛАДНАННЯ ДЛЯ МЕХАНІЗОВАНОГО ЗВАРЮВАННЯ ТА НАПЛАВЛЕННЯ	148

WIRE + ARC ADDITIVE MANUFACTURING AUTOMATION CONTROL SYSTEM ARCHITECTURE

Pavlo Anikin¹, Galina Shilo¹, Ruslan Kulykovskiy¹, Denis Molochkov²
¹ «Zaporizhzhia Polytechnic» National University, Zaporizhzhia, Ukraine
anikins@zntu.edu.ua, shilo.gn@gmail.com, r.kulikovski@ukr.net

² Triada Ltd. Co. dmolochkov@gmail.com

Abstract - Software input data diagram and hardware architecture of wire plus arc additive manufacturing robot automation control system with included thermal feedback device were proposed. The problem of the "ideal" and "real" layer formation comparison was shown. Thermal modes of computer simulation results obtained through CAE systems. Experimentally obtained parameters of manufactured parts created using different welding techniques were compared. Basic properties of selective layer printing technology were obtained through the experimental use of wire plus arc additive manufacturing (WAAM) technology.

Keywords: WAAM, GMAW CMT, robotics, automation, thermal mode.

1. INTRODUCTION

One of the basic essential parts of modern-day 3D printing is welding technology. Relatively wide range of additive manufacturing technologies that are making customers able to grow metal products of any complexity available in the industry today. From the "traditional" technologies it distinguished by flexibility, manufacturing speed, a high degree of design processes automation and direct production of a product, reduction of energy and material costs, lower negative impact on the environment. Besides, an application of these processes in the industry giving an opportunity to radically change the planning of the industrial production stages, enhance logistics component, and minimize participation needed for the production of special equipment.

Analysis of modern-day CAD/CAM/CAE has shown that there is no software capable to design the finished technological process for wire + arc additive manufacturing. The most powerful software packages only able to help with tool movement trajectory, whilst other issues related to the parameters of deposited metal, etc., require high qualification specialists [1]. Moreover, the existing layer slicing technique helps to create a layer of the manufacturing part for an ideal situation, where would be no small allowed uncontrolled displacement of beads or small allowed deformations, therefore the "real" finished layer formation is very different from previously calculated "ideal" layer formation.

2. MAIN PART

The process of metal additive manufacturing using welding technology is called Wire + Arc Additive Manufacturing, shortly – WAAM. Basic WAAM architec-

ture can be proposed as a system consisting of four different parts as shown in "Figure 1". 3D geometrical model is created and analyzed in CAD/CAM/CAE system. As a result, the CNC program is generated and sent to the robot welding machine. WAAM thermal modes computer simulation results obtained through CAE systems. Basic properties of selective layer printing technology were obtained through experiments and saved in the database. It helps to choose correct technology parameters. CNC function is to control the process in which a defined object will be created. At the time of the manufacturing operation, real-time feedback devices will check the necessary properties of the product. For the successful implementation of the manufacturing process every manufactured part must be provided with certain precise object manufacturing requirements: object dimensions, wave formation properties, desirable structural state, optimal speed of 3D printing, residual stress properties.

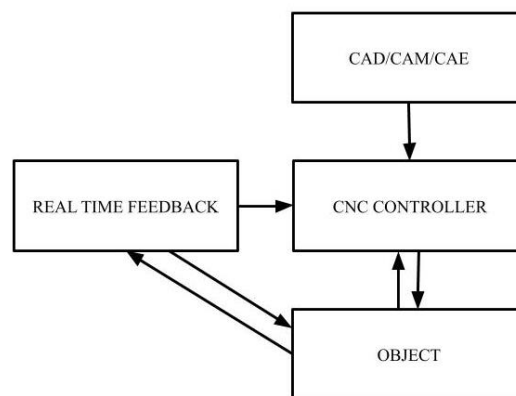


Figure 1. WAAM 4-part system basic architecture.

Properties of the wave-form geometrical fluctuation of the surface can be controlled by the given minimum acceptable wave size. WAAM is a process that can be described as deposition of the welding beads. This creates a certain waviness over an object geometry. A bead with a low surface roughness possesses no major height variations or waviness which is considered beneficial when depositing multiple weld beads on top of each other to maintain a relatively constant working distance and geometric accuracy. The bead width, bead height, melt through depth, and wetting angle must be measured to observe the effects of process parameters on the resulting geometry [2].

Optimal process speed made through calculating and controlling the plausible heat range and deposition path.

Controlled residual stress properties determined through heat measurement and correction of layers deposition.

The proposed input data software diagram "Figure 2" will help to determine object manufacturing technology analysis. File transferred from CAD should be cut into layers. Process of cutting into layers called "Slic-

ing" [3]. Given properties for this process will determine the height and width of the layers and its formation, maximum acquirable side-step distance between given and the next layers [4]. After the process of slicing any selected layer becoming available as a single object and can be viewed and checked easily for different parameters.

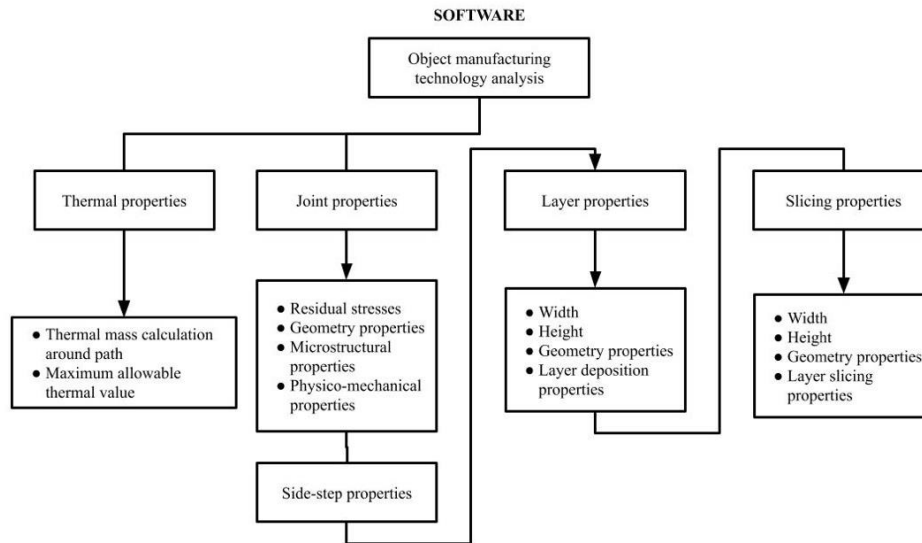


Figure 2. Software input data diagram.

Thermal properties determined by the calculation of the maximum allowable heat level [5]. It helps to prevent failure in the manufacturing process when the object will gain too much thermal mass and the whole structure will become unstable which will result in collapse. Specific timeframes or differentiated path must be calculated for obtaining the required optimizing speed that depends on overall thermal allocation.

Finishing of typing in all primary process parameters allowing to start tool path generation. Tooling geometry can provide different solutions for a layer creation.

Layers obtained through slicing should be used as a model of the "ideal" situation for a layer deposition process. As layer pass, one by one on each other small allowed deformations, and displacement will happen. The model of the "real" situation, as with the experimentally obtained parts shown on "Figure 3", will show that small displacements are provoking structure for necessary future implementation of and additional layers for successful completion of the manufacturing process.

Experimentally obtained parts were manufactured using two different techniques of the metal welding additive manufacturing, parameters of which shown in Table 1. A different technique provides different results of the manufactured part. We can see that although parts have equal height in cm, it is not equal in layer quantities. The product obtained through GMAW CMT consists of 36 layers while the product obtained through GMAW Standard – 44. Although manufactured with CMT technique part have higher quality and fewer layers for the same height it is considered more technically complicated and requires a higher degree of calculations.

TABLE I. MATERIAL DEPOSITION TECHNIQUES PARAMETERS

Type of technique	GMAW CMT	GMAW Standard
Welding zone	PA(1G)	PA(1G)
Stick-out distance	15±2 mm	15±2 mm
Welding speed	70cm/min	80 cm/min
Wire feed speed	10.0±1 m/min	9.0±1 m/min
Amperage	201±5 A	188±5 A
Voltage	16.1±0.5 V	20.7±0.5 V
Gas rate	15±1 l/min	15±1 l/min



Figure 3. The model of the "real" situation of layer deposition obtained through GMAW standard(left) and GMAW CMT(right) techniques.

Obtained through software parameters sent to CNC Controller. CNC is responsible for four main types of settings. Those types of parameters will be set and named as hardware architecture parameters.

Motion system determining movement speed and movement trajectories, such as angle and elevation.

Power source switching arc on and off, controlling amperage, impulse, and arc length correction. Wire feeding speed and wire feeding pattern determined by material supply. A necessary type of gas or a mixture of different types applied for the process.

For a check over geometrical creation process, beads structure, and temperature determination made a real-time feedback device, which over the course of the pro-

cess can prevent uncalculated errors and stop the manufacturing process if necessary. The feedback device consists of a thermal laser and video-camera modules.

After finishing analyzing each component of the basic architecture system analysis, we can design complete technological control architecture, "Figure 4", which can be used for overall understanding of the process of wire plus arc additive manufacture.

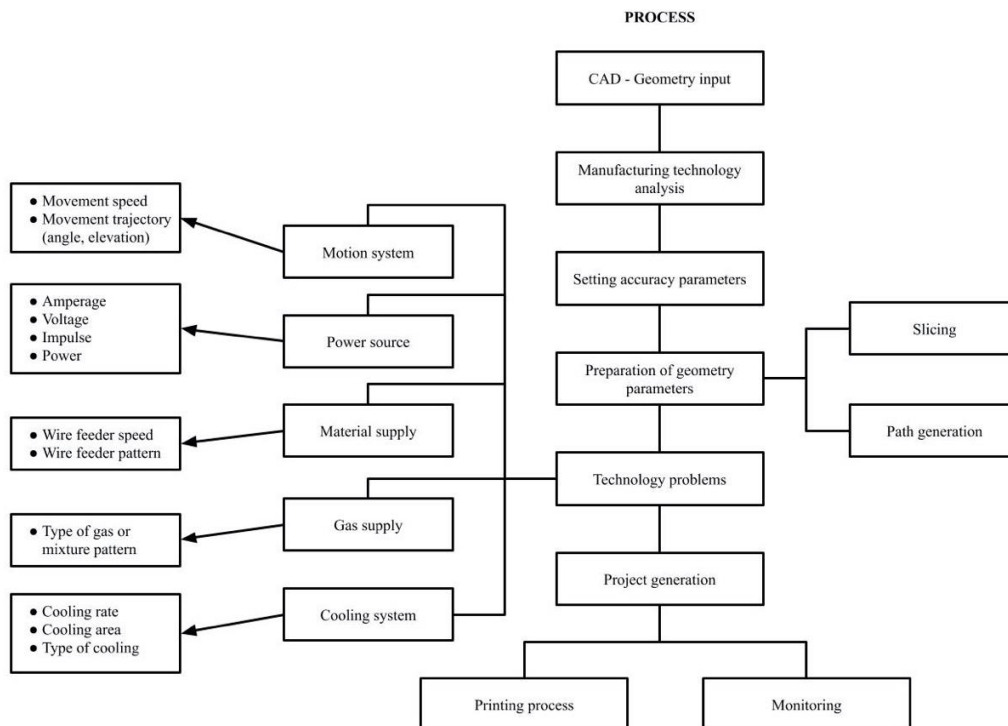


Figure 4. WAAM automation control system architecture.

3. CONCLUSIONS

Software input data diagram and hardware architecture of wire plus arc additive manufacturing robot automation control system with included thermal feedback device were proposed in this paper. Such systems manifest tools for obtaining higher speed efficiency and lower production cost for manufacturing processes. The problem of comparing "ideal" layer formation through slicing with "real" layer formation obtained through the experiment was shown. Experimentally obtained parameters have shown that part manufactured with GMAW CMT has better quality compared to GMAW Standard but requires higher manufacturing calculations.

In future work, we are planning to conduct a wide range of simulation in thermal and structural analysis for more understanding of how to optimize path creation and heat distribution to deliver complex solutions into automation systems to reduce further needed human interaction into the manufacturing process.

Acknowledgment: In addition, we'd like to express appreciation to Triada Ltd Co. for the provided help, in particular – usage of the necessary robotic equipment for the successful creation of the "real" situation layer deposition model through wire+arc additive manufac-

turing.

4. REFERENCES

- 1 Ruslan Kulykovskiy, Denis Molochkov, Kyryl Krasnoselskiy. Yuriy Savonov, Formulyuvannya zadach dlya stvorenniya CAM/CAE pidprohram adytyvnoho vyrobnytstva na osnovi duhovyykh zvaryval'nykh protsesiv, Kompleksne zabezpechennya yakosti tekhnolohichnykh protsesiv ta system 2020; 47–48.
- 2 Dinovitzer, Malcolm & Chen, Xiaohu & Liberte, Jeremy & Huang, Xiao & Frei, Hanspeter, Effect of Wire and Arc Additive Manufacturing (WAAM) Process Parameters on Bead Geometry and Microstructure, Additive Manufacturing, 2019. DOI:10.1016/j.addma.2018.12.013
- 3 F. Adnan, F. Romlay, M. Shafiq, "Real-time slicing algorithm for Stereolithography (STL) CAD model applied in additive manufacturing industry," IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering 342, 2018, D:10.1088/1757-899X/342/1/012016.
- 4 J. Hu, Study on STL-based slicing process for 3D printing. Proceedings of the 28th Annual International Solid Freeform Fabrication Symposium - An Additive Manufacturing Conference, 2017
- 5 Ding, J., Colegrove, P., Mehnen, J., Ganguly, S., Sequeira Almeida, P. M., Wang, F., & Williams, S., Thermo-mechanical analysis of Wire and Arc Additive Layer Manufacturing process on large multi-layer parts, Computational Materials Science, 2011, DOI:10.1016/j.commatsci.2011.06.023

INFLUENCE OF RADIAL DISPLACEMENTS IN THE ELECTROLYTIC CELL WITH A REMOVABLE PART ON THE ACCURACY OF MEASUREMENTS

Meleshchuk D.V., ORCID <http://orcid.org/0000-0003-2591-1583>
 Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,
 Pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
 E-mail: mdim@meta.ua

Abstract - an analysis of the component error of measuring the electrolytic conductivity of solutions by a differential cell (Jones type), which appears in the presence of radial displacement of parts of the cell after assembling, is presented. To calculate the cell resistance, a computer model and the finite element method are used. Expressions and necessary dependences are proposed for evaluating the components of the investigated error when measuring the resistance of real cells (with known sizes). The research results show the need to take this error into account in precision measurements of the electrolytic conductivity of solutions.

Key words: electrolytic conductivity, differential cell, error, resistance, radial displacement.

1. INTRODUCTION

For precision measurements of the electrolytic conductivity of solutions conductometric contact measuring cells are widely used. In many countries, the reference cells are differential, with a removable central part [1]. One of the disadvantages of this type of cells is the possible radial displacement of its parts after the next assembling. In this case, the resistance of the liquid column in the cell will increase. This article presents the results of a study of the error in measuring the electrolytic conductivity of solutions using a differential cell with a removable central part resulting from the presence of radial displacements.

2. MAIN PART

The measured cell resistance in the presence of a radial displacement (s) of its parts will differ from the calculated value by a certain value ΔR . Consequently, there will be relative errors in the measurements of the cell resistance without the central part (δ_o) and after its installation (δ_w)

$$\delta_o = \frac{\Delta R_o}{R_o}, \quad \delta_w = \frac{\Delta R_1 + \Delta R_2}{R_w}, \quad (1)$$

where ΔR_o , ΔR_1 , ΔR_2 are the additional cell resistances due to the presence of radial displacements between the half-cells, half-cells and the middle part, respectively; R_w , R_o - cell resistances with and without a central part in the absence of radial displacements.

We introduce the parameter for the joint of the cell parts that characterizes the degree of change in the resistance of the solution column in the presence of radial displacement of these parts: $K_s = \Delta R \cdot k$ (k is the electrolytic conductivity of the solution).

Then, according to (1), the relative errors of measuring the resistance of the cell with and without the

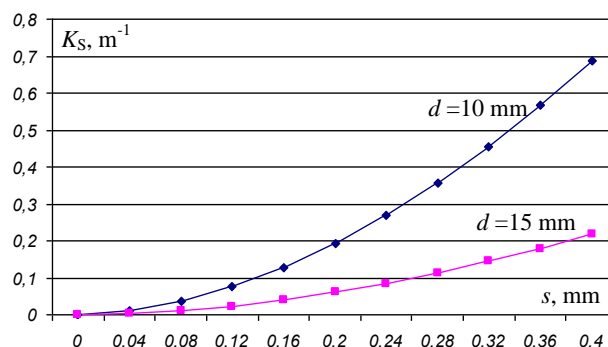
central part in the presence of radial displacements of the cell parts will be determined by the expressions:

$$\delta_w = \frac{K_{s1}}{K_w} + \frac{K_{s2}}{K_w}, \quad \delta_{wo} = \frac{K_{so}}{K_o}, \quad (2)$$

where K_{s1} , K_{s2} , K_{so} are the corresponding parameters for two joints in the cell with the central part and one joint in the cell without it; $K_w = kR_w$, $K_o = kR_o$ - cell constants with and without a central part.

To evaluate the additional resistance of the cell in the presence of radial displacements, computer simulation and the finite element method were used. In the course of the work, models constructed for real cells were studied [1–3]. The dependence of the introduced parameter K_s on the geometric dimensions of the cell and the magnitude of the radial displacement was studied. It showed that an assumption could be made in evaluating the errors in question. Further, we can assume that for each joint in the cell, K_s depends only on the magnitude of the displacement and the inner diameter of the cell.

The dependences of the parameter $K_s(s)$ on the displacement value for the joints of cells with different diameters are obtained. The figure shows an example of the dependences $K_s(s)$ for cell joints with inner diameters (d) of 10 mm and 15 mm tubes.



The resistance measurement errors were calculated for cell models (of different diameters) in the presence of radial displacements. The calculation results for cell models and the results obtained by formulas (2) using the obtained dependences $K_s(s)$ have a relative difference of no more than two percent.

3. CONCLUSIONS

The presence of radial displacements of parts of a differential cell (with a removable central part) can lead to the appearance of a significant additional error in measuring the electrolytic conductivity of solutions. Using computer simulation and the finite element method, a study and evaluating of errors in measuring the resistance of a liquid column in a cell was carried

out. It was proposed to introduce the parameter K_S for the joint in the cell. It characterizes the effect of radial displacement in the connection of the cell parts on the resistance of the solution column. The dependences of the parameter $K_S(s)$ on the displacement value for a certain cell diameter are obtained. The required errors for specific cells (with known constants) can be evaluated using the obtained expressions (2) and the dependences $K_S(s)$.

The obtained results show that the error (δ_w) of measuring the resistance of a cell with a central part can reach values close to 0.01% with radial displacements of more than ten μm . The error in determining the

electrolytic conductivity of a solution, under the same conditions, can be several times larger.

4. REFERENCES

1. Brinkmann F., Ebbe Dam N., Deák E., Durbiano F., Ferrara E., Fükö J., Jensen H.D., Máriássy M., Shreiner R.H., Spitzer P., Sudmeier U., Surdu M., Vyskočil L. General paper: Primary methods for the measurement of electrolytic conductivity. *Accred Qual Assur.* 2003. No. 8. Pp. 346 – 353.
2. Wu Y.C., Koch W.F., Pratt K.W. Proposed new electrolytic conductivity primary standards for KCL solutions. *Journal of research of NIST.* 1991. Vol. 96. Pp. 191-201.
3. Elena Orrù. Traceability of electrolytic conductivity measurements for ultra pure water. Doctoral thesis, Politecnico di Torino. Giugno. 2014. 144 pp. (available at:<http://porto.polito.it/2553145/>).

OPTICAL GAS SENSORS BASED ON POLYAMINOARENES FOR DETECTION OF THE ORGANIC SOLVENT VAPORS

Olena Aksimentyeva¹, Bohdan Tsizh^{2,3}, Yuliia Horbenko¹, Anastasia Stepura¹

¹Ivan Franko National University of Lviv, 6/8 Kyryla & Mefodia str., 79005 Lviv, Ukraine

²Kazimierz Wielki University in Bydgoszcz, 30 Chodkiewicza, 85-064 Bydgoszcz, Poland;

³Stepan Gzytsky National University of Veterinary Medicine and Biotechnologies Lviv, 50 Pekarska str., 79010 Lviv, Ukraine

aksimen@ukr.net

Abstract – The functional polyaminoarene films on the ITO surface prepared by electrodeposition of polyorthoanisidine (PoA) and polyorthotoluidine (PoTI) are proposed as sensitive elements of optical sensors. The influence of vapors of organic solvents (dimethylformamide, tetrahydrofuran, chloroform, nitrobenzene, toluene) on the optical characteristics of PoTI and PoA films was established. A highest gas sensitivity of optical signal was observed under influence of dimethylformamide and tetrahydrofuran vapors.

Key words: optical sensor, absorption, organic solvents, polyanisidine, polytoluidine

1. INTRODUCTION

Due to environmental degradation situations in Ukraine and in the world an important problem is the development of effective methods for monitoring of toxic gases in the atmosphere and industrial premises. Special devices (sensors) allow detecting harmful factors below the limit of their perception by human senses organs [1-4]. The key elements of sensors, regardless of their design, are an indicator substance – a sensory medium that changes its properties (optical, electrical, etc.) in response to an external action. Among the sensor materials based on conducting polymers polyaniline is the most studied [1, 2] while its derivatives are under-researched. Simultaneous existence of electron-donor substitutes in benzene ring of polyaminoarene backbone causes new interesting properties of such polymers.

Our attention is devoted to polyorthotoluidine (PoTI) and polyorthoanisidine (PoA) due its high sensitivity to influence of external chemical and physical factors, especially adsorption of gas molecules. In result of absorption of inorganic polar gases such as ammonia, nitrogen oxide, hydrogen chloride and others the significant changes in conductivity, optical absorption and morphology of polyaminoarene films are observed [1,3]. This may be used for creation the sensitive elements for both resistive and optical type of sensors. However, the effect of the vapors of organic solvents on the optical spectra of PoTI and PoA films for today is poorly studied.

2. RESULTS AND DISCUSSION

In the present work we investigated influence of the adsorption of organic solvents – chloroform, tetrahydrofuran (THF), dimethylformamide (DMF), toluene and benzene, etc. on the optical spectra of PoTI and PoA thin films obtained by the method of “in situ” electro-

chemical polymerization of *o*-toluidine and *o*-anisidine on the transparent surface of the glass coated by tin oxide [3]. Electrosynthesis was realized under cyclic sweeping potential in the range E from 0 to 1.0 V (Ag/AgCl) at sweep rate of 50 mV/s and the number of cycles $N = 50$. As a power source used a potentiostat PI-50 paired with a digital controller MTech CON-PI-50-2. Optical absorption spectra of the obtained films were recorded in quartz cells using a SF-46 spectrophotometer (spectral range 200-1100 nm) and a KFK-3 photoelectrocolorimeter. Operating wavelength range – from 400 to 900 nm. All measurements were carried out at room temperature.

Under action of organic vapors, the strong changes of optical absorption are observed in the spectra of PoTI and PoA films. However, a character of these variations is depended on the nature of polyaminoarenes and organic solvents.

The optical absorption spectra of polyaminoarenes typically are characterized by three bands. The first peak at a wavelength of 370 – 420 nm corresponds to π - π^* transition in band gap, second peak of absorption at the 620 - 650 nm can be attributed to the n - π^* transition in amino-quinoid fragments of the polymer system and third band at $\lambda > 800$ nm due to the absorption of delocalized charge carriers in polaron - bipolaron zone [3, 5].

The optical absorption spectra investigated PoA film was characterized by two band with maximum near 360-410 nm (π - π^* transition) and broad band in the range of 620-950 nm which is a superposition of the second and third bands (Fig.1 curve 1). Influence of organic vapors causes the changes in films coloration that corresponds to spectral changes in the visible and NIR range of spectrum.

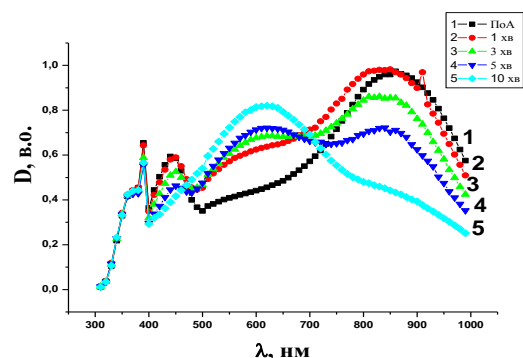


Figure 1. - Optical absorption spectra of PoA film (1), and after exposure to dimethylformamide vapor ($P = 7.2$ kPa) for 1 min. (2), 3 min. (3), 5 min (4), and 10 min (5).

XX МНТК «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах»,
ВОТТІ-2020, 5-8 червня 2020, Затока, Україна

"ВИМІРЮВАЛЬНА ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНА ТЕХНІКА В ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСАХ", ВОТТІ-2020, 26 – 29 червня 2020

In optical spectra of PoA films influenced by DMF or THF vapors two or three isosbestic points at 480 and 750 nm are observed (Fig.1). Increasing of contact time of DMF vapors with PoA film has a specific character in different spectral interval: a growth of absorption in the ranges of 400-450 nm and 550-650 nm (see Fig.1) and decrease of optical density in the near-infra-red range of $\lambda = 800-1000$ nm.

As can be seen from Fig. 1, the dynamics of changes in optical absorption under the action of organic solvent vapors consists in a decrease of absorption in the NIR range and an increase in absorption in the $n-\pi^*$ transition in amino-quinoid fragments. Adsorption of polar organic solvents on the PoA surface decreases an electron delocalization in conjugated polymer chain and may change a microstructure and morphology of the polymer films in accord with a picture of inhomogeneous order in these materials [3, 5].

The maximum of sensitivity to the organic vapors for PoTI films in all cases is observed at $\lambda > 550$ nm and extends to near-infra-red area indicating a formation of free charge carriers of polaron type [2, 3]. The nonpolar solvents vapors insignificantly affect the optical properties of polyaminoarene films (see Table).

Sensitivity of PoTI films to organic solvent vapors

Solvent	λ , nm	$\Delta A/A$, %
Chloroform	400	7.36
	550	32.56
	800	25.67
DMF	400	1.12
	550	35.19
	800	10.33
THF	400	9.67
	550	54.18
	800	9.27
Nitrobenzene	400	22.45
	550	19.55
	800	15.78
Toluene	400	21.39
	550	11.65
	800	20.14

The relative change in optical absorption (ΔA) at a certain wavelength (λ , nm) referred to the initial value of A in the absence of gas, was chosen to evaluate the sensitivity of the films to various gases presented in the Table.

Therefore, it is established that the maximum sensitivity of PoTi to vapors of organic solvents at 550 nm increases in a number of chloroforms, DMF, THF. The maximum optical response to the adsorption of unipolar aromatic solvents, such as toluene and nitrobenzene, is observed at a shorter wavelength, namely at 400 nm (see Table).

An important indicator of the success of the sensor element is its response speed. As can be seen from Fig. 2, the stationary value of the optical response on the DMF action is reached within 120 seconds.

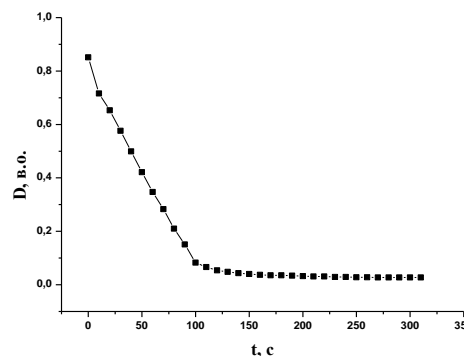


Fig.2. Temporal dependence of the optical density of PoTI film in the action of DMF vapor ($P=7,2$ kPa) at wavelength 800 nm

Different character in the changes of optical absorption in PoTI and PoA films found for organic solvents vapors may be useful for selective detection of polar and nonpolar solvents in technological processes.

3. CONCLUSIONS

The proposed approaches to the creation of sensors for detecting vapors of organic solvents can be the basis for the development of new selective and fast-acting devices for monitoring gaseous media in the chemical, medical and cosmetic industries.

This work was supported by the project of Ministry of Education and Science of Ukraine «Development of composite organo-inorganic heterostructures for reversible gas sensors» (state registration number 012990U101998).

4. REFERENCES

- O. I. Aksimentyeva, B. R. Tsizh, Yu. Yu. Horbenko, O. I. Konopelnik, G. V. Martynyuk, M. I. Chokhan'. Flexible elements of gas sensors based on conjugated polyaminoarenes, *Mol. Cryst. Liq. Cryst.*, 2018. V. 670 (1) 3–10.
- X. Dong, X. Zhang, X. Wu, H. Cui, D. Chen. Investigation of gas-sensing property of acid-deposited polyaniline thin-film sensors for detecting H_2S and SO_2 , *Sensors*, 2016, 16, 1888–2003.
- Olena Aksimentieva, Bohdan Tsizh, Maria Chokhan. *Sensors of control of gaseous media in the food industry and the environment*. Lviv: Pyramida, 2018, 282 p. ISBN 978-966-441-509-2.
- C.-W. Hu, Y. Yamada, K. Yoshimura. A new type of gasochromic material: conducting polymers with catalytic nanoparticles, *Chem. Commun.*, 2017. 53, 3242–3245.
- H. Bai, G. Shi, Gas sensors based on conducting polymers, *Sensors*. 2007. 7, 267–307. <https://www.mdpi.com/1424-8220/7/3/267>.

QUANTIZATION OF THE GRAVITATIONAL FIELD

Valery F. Timkov^{1*}, Serg V. Timkov², Vladimir A. Zhukov², Konstantin E. Afanasiev²

¹Institute of Telecommunications and Global Geoinformation Space of the National Academy of Sciences of Ukraine, Senior Researcher, Ukraine

²Research and Production Enterprise «TZHK», Researcher, Ukraine

*Email: valerytimkov@gmail.com

Abstract – All gravitating objects of the observed Universe create a standing gravitational wave in space-time. The length of this wave is a quantization step of the gravitational field. It is proportional to the mass of the gravitating object. The proportionality coefficient is a value that is equal to the linear rarefaction of the Planck mass. A physically standing gravitational wave is a curvature, deformation of space-time under the influence of the gravitational field of a gravitating object. If you imagine a gravitating object as a material point, then the geometric picture of a standing gravitational wave can be represented as a set of hierarchical spherical equipotential surfaces embedded in each other, the radius of which, when moving away from the center of gravity, changes by the magnitude of the quantization step. A standing gravitational wave has a quantum character. The quantum of the gravitational field is the square of the speed of light in a vacuum. The quantum of the gravitational field is equal to the gravitational potential of the gravitating object at a distance from it equal to the quantization step. The first equipotential surface from the center of gravity has a gravitational potential, which is equal to the quantum of the gravitational field, then, as you move away from the center of gravity, the gravitational potential on equipotential surfaces decreases inversely with their number. The experimental proof of the quantum-wave nature of the gravitational field is the presence of gravitational-electromagnetic resonance in nature.

Key words: quantum, quantization of the gravitational field, standing gravitational wave, potential, resonance.

1. INTRODUCTION

It was shown in [1 - 8] that the stationary gravitational field can be represented in the form of Maxwell-like Heaviside equations:

$$\nabla \cdot \vec{E}_g = -\frac{\rho_g}{\varepsilon_g}, \quad (1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B}_g = 0, \quad (2)$$

$$\nabla \times \vec{E}_g = -\frac{\partial \vec{B}_g}{\partial t} = -\frac{\mu_g \partial \vec{H}_g}{\partial t}, \quad (3)$$

$$\nabla \times \vec{B}_g = -\mu_g \vec{J}_g + \frac{1}{c^2} \frac{\partial \vec{E}_g}{\partial t}, \quad (4)$$

where: \vec{E}_g is the vector of the gravitational field strength, \vec{B}_g is the gravitomagnetic induction flux vector, ρ_g is the mass density, G is the gravitational constant, \vec{J}_g is the mass current density or mass flux, in $[kg^1 m^{-2} s^{-1}]$, c is the speed of light in vacuum, ε_g

is the gravitoelectric constant, μ_g is the gravitomagnetic constant.

Based on equations (1-4), the wave equations of the gravitational field can be obtained:

$$\nabla^2 \vec{E}_g = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}_g}{\partial t^2} - \frac{1}{\varepsilon_g} \nabla \cdot \rho_g. \quad (5)$$

$$\nabla^2 \vec{B}_g = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{B}_g}{\partial t^2} + \mu_g (\nabla \times \vec{J}_g). \quad (6)$$

Equations (5 - 6) show that the stationary gravitational field has a wave character.

2. MAIN PART

Based on equations (5 - 6), taking into account the constraints and initial conditions, the equation of the gravitational potential for a material point and a symmetric sphere can be obtained:

$$V(r) = \frac{GM}{r}, \quad (7)$$

where: M is the mass of material point, or a symmetric sphere, r is the distance from the center of gravity to the current point at which we determine of the gravitational potential.

It is known [9] that the total energy E of any body, whose mass M can be represented as:

$$E = Mc^2 = F_p S, \quad (8)$$

where: F_p is Planck's force, S is the radius of curvature of space, curved under the influence of the body's gravitational field.

From:

$$M = \frac{F_p S}{c^2}. \quad (9)$$

Then the formula (7) can be represented as:

$$V(r) = \frac{GM}{r} = \frac{GF_p S}{rc^2}. \quad (10)$$

We represent in formula (10) the values of the gravitational constant G and the Planck's force F_p through Planck's constants: of the mass m_p , of length l_p , of time t_p , then:

$$V(r) = \frac{GM}{r} = \frac{GF_p S}{rc^2} = \frac{l_p^3 m_p l_p S}{m_p t_p^2 r c^2} = c^2 \frac{S}{r}. \quad (11)$$

Formula (11) suggests that the structure of the potential of the gravitational field, the strength of the gravitational field, as well as the structure of the potential energy of the gravitational field are of a quantum nature. This means that if a material body is represented in the form of a point whose mass is equal to the mass of the body, then the gravitational field

around this material point can be represented as a set of equipotential spherical surfaces embedded in each other whose radius varies in increments equal to the value of the radius of curvature of space S , which is proportional to body mass and is determined by the formula [9]:

$$S = \frac{l_p}{m_p} M. \quad (12)$$

The square of the speed of light in a vacuum is the energy quantum of the gravitational field. Denote: $h_g = c^2$, then the formula (12) can be represented as:

$$V(r) = h_g \frac{S}{r}. \quad (13)$$

The set of spherical equipotential surfaces around the material point form a kind of standing gravitational wave, at which the wavelength is equal to the length of the quantization step S , and the wave vector is directed towards the material point. The physical essence of a standing gravitational wave is a deformation, a curvature, a peculiar ripple of space under the influence of a gravitational field. It is constant in time, but variable in space.

The first equipotential surface from the center of gravity has a gravitational potential, which is equal to the quantum of the gravitational field, then, as you move away from the center of gravity, the gravitational potential on equipotential surfaces decreases inversely with their number. Considering that the electromagnetic field is a special case of the gravitational field [10], the structure of which has the character of a standing gravitational wave for all material objects of the Universe, then under certain conditions, gravitational-electromagnetic resonance is possible [9,11,12]. The condition for the existence of gravitational-electromagnetic resonance is the equality of wave vectors (and in particular wave numbers) of a standing gravitational wave and a traveling electromagnetic wave. If we expand the equation of gravitational potential (13) in Fourier series, and the Maxwell equations for the electromagnetic field in waveguides and resonators are presented in the form of Hamilton equations, it turns out that the wave numbers of the gravitational field and the electromagnetic field are equal under certain conditions, which confirms the presence of the nature of gravitational-electromagnetic resonance. The presence of gravitational-electromagnetic resonance in nature is confirmed experimentally: under terrestrial conditions [9] Fig. 1, in the space [13] Fig. 2.

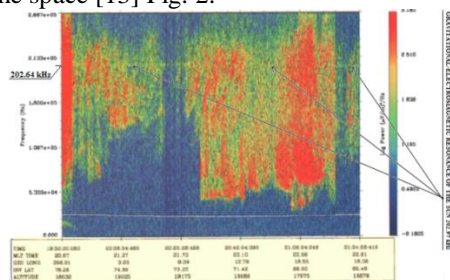


Fig. 2. Gravitational electromagnetic resonance in the space [13].

The gravitational field has a quantum-wave character. The quantum of the gravitational field is the square of the speed of light in a vacuum. The gravitational field has a structure. This structure is a standing gravitational wave. A standing gravitational wave is a curvature, a deformation of space-time under the influence of the gravitational field of a gravitating object. The geometric picture of a standing gravitational wave can be represented as a set of hierarchical spherical equipotential surfaces embedded in each other, which are separated from each other (and the first from the center of gravity) by a quantization step. The first equipotential surface from the center of gravity has a potential that is equal to the quantum of the gravitational field, then when moving away from the center of gravity the gravitational potential of equipotential surfaces decreases inversely with their number. In most practical tasks, it is convenient to replace the time-like and space-like interval with the space-energy interval.

3. REFERENCES.

1. Heaviside, O.: "A gravitational and electromagnetic analogy", *The Electrician*, v. 31, Part I p.p. 281–282, Part II p. 359, 1893.
2. Agop, M., Buzea, C.Gh., Ciobanu, B.: "On Gravitational Shielding in Electromagnetic Fields.", 1999, <https://arxiv.org/html/physics/9911011>
3. Clark, S.J., Tucker, R.W.: "Gauge symmetry and gravito-electromagnetism.", *Classical and Quantum Gravity*, 17 (19): 4125–4157, arXiv:gr-qc/0003115
4. Mashhoon, B., Gronwald, F., Lichtenegger, H.I.M.: "Gravitomagnetism and the Clock Effect.", *Lect.Notes Phys. Lecture Notes in Physics*, 562, pp. 83–108, 2001, arXiv:gr-qc/9912027
5. Mashhoon, B.: "Gravitoelectromagnetism: A Brief Review.", 2008, arXiv:gr-qc/0311030
6. Fedosin, S.G.: "The General Theory of Relativity, Metric Theory of Relativity and Covariant Theory of Gravitation: Axiomatization and Critical Analysis.", *International Journal of Theoretical and Applied Physics (IJTAP)*, ISSN: 2250–0634, Vol. 4, No. I, pp. 9–26 (2014).
7. Behera H., Barik, N.: "Attractive Heaviside-Maxwellian (Vector) Gravity from Special Relativity and Quantum Field Theory.", 2017, ArXiv 1709.06876v2.
8. Landau, L.D., Lifshitz, E.M.: "The theory of fields.", Nauka, Moscow, p.p. 91 – 119, 1973, In Russian.
9. Timkov, V.F., Timkov, S.V., Zhukov, V.A.: "Planck's universal proportions. Gravitational - electromagnetic resonance.", *International scientific-technical magazine: Measuring and computing devices in technological processes*, ISSN 2219-9365, 3 (52), p.p. 7 - 11, 2015. <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01329094v1>
10. Timkov, V.F., Timkov, S.V., Zhukov, V.A.: "Electric charge as a function of the moment of mass. The gravitational form of Coulomb's law.", *International scientific-technical magazine: Measuring and computing devices in technological processes*, ISSN 2219-9365, 3 (56), pp.27–32, 2016.
11. Timkov, V.F., Timkov, S.V., Zhukov, V.A.: "Gravitational-electromagnetic resonance of the Sun as one of the possible sources of auroral radio emission of the planets in the kilometer range.", *International scientific-technical magazine: Measuring and computing devices in technological processes*, ISSN 2219-9365, 4 (53), p.p. 23 – 32, 2015.
12. Timkov, V.F., Timkov, S.V., Zhukov, V.A.: "Gravitational-electromagnetic resonance of the Sun in the low-frequency of the radio spectrum of the Jupiter.", *International scientific-technical magazine: Measuring and computing devices in technological processes*, ISSN 2219-9365, 2 (55), p.p. 198–203, 2016.
13. Parrot, M., and others.: "Propagation characteristics of auroral kilometeric radiation observed by the MEMO experiment on Interball 2, *J. GEO R-S P*, 106(A1), p.p. 315–325, 2001.
14. Planck Collaboration, Aghanim, N., et al. (2018). "Planck 2018 results. VI. Cosmological parameters". Retrieved 18

НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕРЫ ИЗУЧЕНИЯ КИНЕМАТИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ДВУХФАЗНЫХ ГЕТЕРОГЕННЫХ ПОТОКОВ В ТРУБОПРОВОДЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭЛЕКТРОДИФФУЗИОННОГО МЕТОДА ДИАГНОСТИКИ

Берман В.П., Криль С.И., Фадеичев В.В.
Отдел гидродинамики гидротехнических сооружений
Институт Гидромеханики НАН Украины, г.Киев
slava.berman@yahoo.com

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Аннотация- Рассмотрены некоторые примеры использования электродиффузионного метода для диагностики кинематической структуры при движении традиционной суспензии, а также движении массивных твердых материалов в трубопроводе. Представлены результаты сравнения полученных экспериментальных данных с различными методами расчета. Также было установлено, что данные о кинематических характеристиках следует учитывать при разработке гидравлических методов расчета основных параметров движения массивных твердых тел и суспензий в трубопроводе.

Ключевые слова: электродиффузионный метод, гидравлический трубопроводный транспорт, кинематическая структура, течение суспензии, капсульный поток.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время для изучения широкого спектра вопросов, как фундаментальной, так и прикладной механики жидкости, необходимы современные методы диагностики таких течений. В частности, это касается проблемы движения традиционной суспензии в трубопроводе, а также движения массивных твердых тел в жидкости в стесненных условиях. В статье рассматриваются проблемы движения гетерогенных суспензий и осесимметричного и асимметричного движения тел цилиндрической формы в трубах. На практике последняя проблема напрямую связана с использованием гидравлических трубопроводов для капсульной транспортировки различных сыпучих и вязко-жидких материалов. Несмотря на существующие методы диагностики кинематики суспензий, поиск альтернативных и простых методов диагностики таких потоков представляет научный и практический интерес. Что касается движения массивных твердых тел в трубопроводе, то в литературе практически нет экспериментальных данных по кинематике таких потоков.

Для анализа упомянутых в этой работе двух видов потоков - движения суспензии и движения тел в жидкости в стесненных условиях (капсула-жидкость), был использован относительно новый метод, так называемый электродиффузионный метод измерений (ЭМИ). Исследование кинематической структуры таких потоков было сосредоточено на изучении распределения тангенциальных напряжений вокруг стенки трубы и распределении скорости жидкости в трубопроводе. Суть метода заключается в том, что в качестве несущей жидкости используется определенный раствор электролита, а в качестве датчика - специальные электроды. Величина измеряемой характеристики определяется силой тока между помещенными в поток электродами. При заданных составе раствора электролита и электрическом напряжении на электродах сила тока между электродами зависит от скорости обтекания рабочего элемента. К настоящему времени этот способ измерений достаточно хорошо зарекомендовал себя при изучении потоков водовоздушных и гомогенных смесей [1,2]. Для проведения исследований в Институте гидромеханики НАНУ был смонтирован универсальный стенд, позволяющий проводить исследования кинематической структуры как взвесенесущих, так и потоков, содержащих одиночные капсулы и капсульные поезда. Экспериментальный стенд был снабжен как оборудованием для ЭМИ, так и приборами и устройствами, позволяющим измерять одновременно и интегральные характеристики этих потоков. Это, в свою очередь, позволило обеспечить также и надежную тарировку всех приборов при использовании ЭМИ. Принципиальная схема экспериментального стенда приведена на рис.1

Для проверки надежности использования в наших исследованиях ЭМИ, позволившего получить данные о кинематической структуре рассматриваемых течений, на этом же экспериментальном стенде были изучены также и традиционные интегральные характеристики этих потоков.

Перед непосредственными измерениями в работе были выполнены калибровка датчиков тангенциальных напряжений и скорости. В этом случае был использован чистый электролит, и при этом было установлено, что полученные экспериментальные данные достаточно хорошо совпадают с характеристиками, предсказанными диффузионной теорией для такого рода смесей.

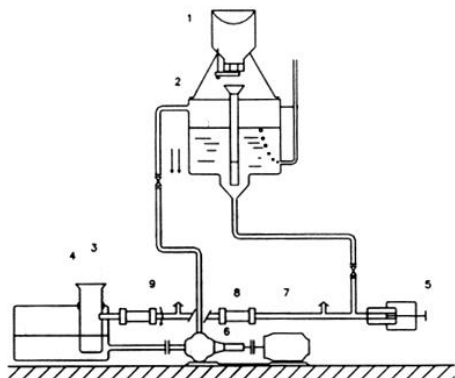
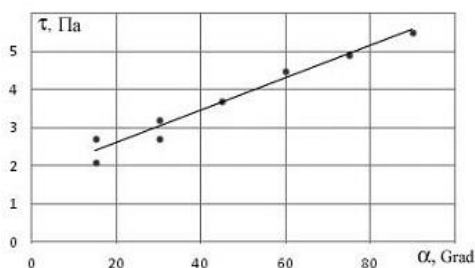
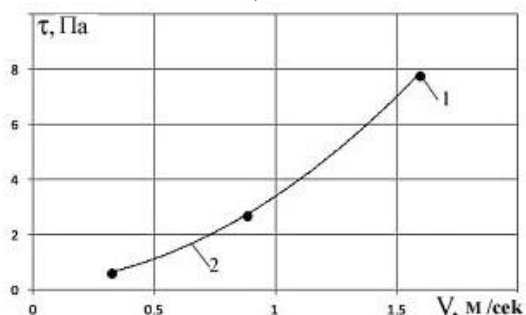


Рис.1 Схема универсального экспериментального стенда. (1 - питатель для загрузки дисперсного материала, 2 - напорный бак, 3 - фильтр, 4 - приемный бак, 5 - питатель для загрузки капсул, 6 - насос, 7 - трубопровод, 8 - прозрачная вставка с комплексом измерительной аппаратуры, 9 - отборник давления)



а)



б)

Рис.2

- а) Зависимость касательных напряжений τ для различных точек трубопровода. Суспензия с мелкозернистым песком. $V = 1$ м/сек; $S = 0.14$
 точки – эксперимент; сплошная кривая – расчет.
- б) Зависимость касательных напряжений τ на стенке трубы от скорости V при движении осесимметричной капсулы (капсула нейтральной плавучести);
 1-эксперимент, 2- расчет [4].

В работе для случая взвесенесущих потоков (суспензий) был выполнен достаточно большой объем экспериментов, где в качестве дисперсного материала был использован мелкозернистый песок со средней крупностью $d_s = 0.31 \text{ mm}$. При этом средние скорости потока V и объемная концентрация твердого материала S изменялись в широком диапазоне. На рис.2а приведена характерная зависимость касательных напряжений в жидкой фазе (единица измерения – паскаль) в зависимости от угла, характеризующего различные точки на стенке трубы. Здесь угол $\alpha = 0^\circ$ соответствует нижней, а $\alpha = 180^\circ$ - верхней точке стенки трубы. Как видно из данного рисунка, полученная зависимость вполне удовлетворительно соответствует известным теоретическим решениям [3].

Что касается второй серии экспериментов, то в работе было рассмотрено как осесимметричное, так асимметричное движение капсул различной длины и диаметра. Здесь остановимся только на осесимметричном движении капсул в трубопроводе. Ранее было показано [4], что относительно устойчивое осесимметричное движение капсул может быть реализовано, если плотность этих капсул равна плотности их жидкости-носителя (капсулы нейтральной плавучести). Здесь следует отметить, что изучение таких режимов течения все еще вызывает определенный фундаментальный интерес у ряда исследователей [5]. Это связано, прежде всего, с тем, что такое движение тел в жидкости в стесненных условиях является основополагающим для проверки различных методов моделирования течений такого типа. Для этой серии наших экспериментов относительный зазор между капсулой и трубой изменялся в диапазоне $d_s / D = 0.5 - 0.95$, где d_s и D - диаметр капсулы и диаметр трубы соответственно.

Интерес представляет сравнение полученных в работе экспериментальных данных с известными

методами расчета кинематической структуры таких течений. В настоящее время существует ряд гипотез [4-6] о распределении тангенциальных напряжений в кольцевом зазоре (пространстве между поверхностью капсулы и стенкой трубы). На рис. 2б приведено такое сравнение экспериментальных данных и рассчитанных по предложенной авторами методике расчета величины касательных напряжений на стенке трубы при движении отдельных капсул нейтральной плавучести. Как видно из этого рисунка, и в этом случае мы имеем достаточно хорошее соответствие теоретических и экспериментальных данных.

3. ВЫВОДЫ

Секція 1. ОПТИЧНІ ТА ФІЗИКО-ХІМІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ
В заключение отметим, что представленные здесь предварительные результаты, помимо чисто научного, могут также иметь определенное методологическое значение, поскольку можно с уверенностью судить о достоверности использования ЭМИ для диагностики кинематической структуры потоков рассматриваемого класса. В настоящее время экспериментальный материал, полученный в данной работе, используется для уточнения разработанных авторами методов расчета основных параметров как капсульного трубопровода гидравлического транспорта, так и трубопроводного гидротранспорта различного рода суспензий.

4. ЛИТЕРАТУРА

1. Покрывайло Н.А., Вайн О., Ковалевская Н.Д. Электродиффузионная диагностика течений в суспензиях и полимерных растворах, Минск : Наука и техника, 1988, - 230с.
2. Mizsushina T. The Electrochemical Method in Transport Phenomena, Advances in Heat Transfer, Acad.Press New York, 1971, 7, p. 87-161.
3. Криль С.И Напорные взвесенесущие потоки.- К: Наукова Думка, 1990,- 159 с.
4. Berman V., Vlasak P. Some specialties of neutral buoyancy hydraulic Capsules flow in horizontal pipe, Proc. 8th International Conference for Conveying and Handling of Particulate Solids, Tel Aviv (Israel), 2015, 9 pgs.
5. Гиневский А.С., Колесников А.В., Подольный И.Н. К аэродинамическому расчету капсульных трубопроводных транспортных систем.-

Изв.АН СССР . Энергетика и транспорт, 1975, № 6, с. 127-135.

6.Berman V., Kril S, Vlasak P., 2002. Hydrodynamic and kinematic parameters of hydraulic capsule flow, Proc. Hydrotransport 15, Banff (Canada), 2002 p.233-245.

SOME EXAMPLES OF STUDIES THE KINEMATIC STRUCTURE OF TWO-PHASE HETEROGENEOUS FLOWS IN PIPELINE WITH USING AN ELECTRO-DIFFUSION METHOD OF DIAGNOSTICS

Берман В.П., Криль С.И., Фадеичев В.В.

Отдел гидродинамики гидротехнических сооружений
Институт Гидромеханики НАН Украины, г.Киев
slava_berman@yahoo.com

Abstract - Some examples concerning using of electro-diffusion method for diagnostics of the kinematic structure for motion of traditional slurry and also the motion of massive solid materials in pipeline are considered. The results of comparison of the obtained experimental data with various calculation methods are presented. It was also derived that the data as to the kinematic characteristics should be taken into account in the development the hydraulic methods of calculating the main parameters for solid-liquid flows in pipeline.

Key words: electro-diffusion method, hydraulic pipeline transport, kinematics structure, slurry flow, capsules flow.

РЕОЛОГІЧНІ ДОСЛІДЖЕННЯ РОЗПЛАВІВ ПОЛІМЕРНИХ МАТЕРІАЛІВ

Моравський В.С, Кучеренко А.М., Манькевич С.О.
Кафедра хімічної технології переробки пластмас
Національний університет "Львівська політехніка"
vmoravsky@gmail.com

Анотація - Представлено спосіб модернізації приладу ИИРТ для підвищення точності і можливості автоматизації при проведенні реологічних досліджень розплавів полімерів.

Ключові слова: реологія, полімер, розплав, ИИРТ-5, лазерний дальномір

1. ВСТУП

Підвищення точності і автоматизації вимірювань в лабораторній практиці є завжди актуальною задачею оскільки дозволяє одержувати більш достовірні результати та виключити особисті похибки оператора. Нами запропоновано спосіб модернізації установки ИИРТ-5 з метою розширення її можливостей для проведення реологічних досліджень розплавів полімерів і підвищення точності вимірювань.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Установки ИИРТ використовуються для визначення показника текучості розплаву термопластів відповідно до вимог ГОСТ 11645-73. ИИРТ-5 є ручним приладом і дозволяє виконувати вимірювання показника текучості розплаву лише за методом А, тобто з ручним обрізанням екструдату і його наступним зважуванням.

Принцип дії приладу оснований на вимірюванні маси полімеру видавленого поршнем через калібрований отвір капіляру при певній температурі під дією певного зусилля. Поміщений в екструзійну камеру приладу зразок термопласта нагрівається до заданої температури нагрівачами і температура випробувань підтримується автоматично регулятором температури. Тиск на зразок створюється за рахунок впливу поршня з вантажем. Через певні інтервали часу відсікаються відрізки екструдованого матеріалу, зважуються і розраховується показник текучості розплаву.

Прилад ИИРТ може бути використаний і для проведення реологічних досліджень методом капілярної віскозиметрії [1]. Однак, в даному випадку, використання приладу ИИРТ-5 вимагає високої кваліфікації дослідника і значного досвіду роботи. Одержання вихідних даних для подальших розрахунків вимагає значних зусиль і у випадку високих швидкостей зсуву вимірювання стають практично неможливими, оскільки ручне обрізання екструдату вносить велику похибку в одержані результати. Також для аналізу результатів і наступної побудови кривих течії розплаву полімерів необхідне прове-

дення великої кількості розрахунків.

Для модернізації приладу ИИРТ-5 запропоновано використати лазерний датчик відстані на VL53L0X, який в даному випадку володіє достатньою точністю. Лазерний датчик розміщують на поверхні екструзійної камери, що дозволяє проводити вимірювання відстані від поверхні екструзійної камери до верхньої частини поршня на якій встановлено вантаж. Встановивши початкове положення поршня можна проводити вимірювання його положення в екструзійній камері і, відповідно, швидкості переміщення, що є вихідною інформацією для наступних розрахунків.

Можливість підключення датчика VL53L0X для його управління і передачі даних через послідовний інтерфейс I2C є зручним для організації системи збору інформації. Використання схеми збору інформації також забезпечить можливість подальшої обробки одержаних результатів з використанням комп'ютерної або мікропроцесорної техніки і побудови кривих течії розплавів полімерів в автоматичному режимі.

3. ВИСНОВКИ

Таким чином, запропонована проста схема модернізації приладу ИИРТ-5, яка дозволить одержати вихідну інформацію для побудови кривих течії розплавів полімерів методом капілярної віскозиметрії.

4. ЛІТЕРАТУРА

1. Калинин, Э.Л., & Саковцева, М.Б. (1983). *Свойства и переработка термопластов. Справочное пособие*. Химия.

RHEOLOGICAL RESEARCHES MELTS OF POLYMERIC MATERIALS

Moravskiy V, Kucherenko A, Mankevych S.
Department of Chemical Technology of Plastics Processing
Lviv Polytechnic National University
vmoravsky@gmail.com

Abstract — A method for upgrading the ИИРТ device to improve the accuracy and automation capability when conducting rheological studies of polymer melts is presented

Key words: rheology, polymer, melt, ИИРТ-5, laser range finder

XX МНТК «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах»,
ВОТТП-2020, 5-8 червня 2020, Затока, Україна

"ВИМІРЮВАЛЬНА ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНА ТЕХНІКА В ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСАХ", ВОТТП-2020, 26 – 29 червня 2020

ЕФЕКТИВНІСТЬ ТОНКОШАРОВОГО СЕКЦІОНУВАННЯ ВНУТРІШНЬОГО ПРОСТОРУ ГОРИЗОНТАЛЬНИХ ВІДСТІЙНИКІВ

О.Б. Шандиба, А.В.Толбатов, Г.А. Смоляров, О.В.Семерня
Сумський національний аграрний університет
abshandyba@ukr.net

Анотація - В пропонуваній роботі представлено дослідження принципової можливості інтенсифікації роботи очисних споруд шляхом секціонування їх внутрішнього простору. Розглядається метод підвищення ефективності роботи очисних споруд, зокрема, горизонтальних відстійників, та зменшення їх габаритів оптимізацією внутрішнього перерізу зони осадження. При встановленні тонкошарових вставок досягається зменшення турбулентної складової швидкості потоку разом зі скороченням шляху осадження забруднень.

Ключові слова: секціонування, внутрішній простір, очисні споруди, осадження, швидкість, турбулентна складова, горизонтальний відстійник, гідравлічна крупність.

1. ВСТУП

Горизонтальні відстійники є одними з найбільш розповсюджених очисних споруд для видалення зважених коагульованих речовин або необроблених дисперсних забруднень, що мають гідравлічну крупність не менше 0,5-1,0 мм/сек. Конструкція відстійника звичайно виконана у вигляді басейну прямокутної форми в плані та перерізі (рис. 1).

Забруднена вода від торцевої стінки А через розподільчий лоток подається в зону відстоювання В, а освітлена вода через розташований на протилежному торці збиральний лоток С відводиться на подальші ступені очищення.

Високий рівень сучасних вимог до техніки захисту довкілля, зокрема, до продуктивності відстійників та якості очищення в них води потребує значних капітальних вкладень і проведення кваліфікованих пуско-налагоджувальних робіт. В пропонуваній роботі представлено розвиток досліджень можливості інтенсифікації роботи очисних споруд шляхом секціонування їх внутрішнього простору [1,2,3].

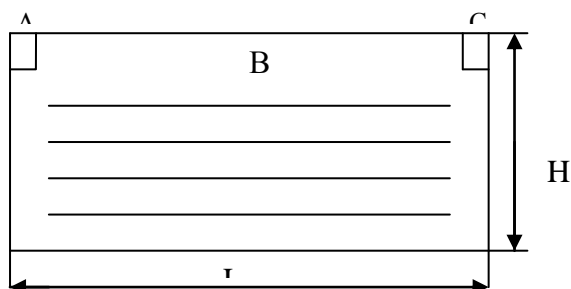


Рис.1 Схема секціонування внутрішнього простору горизонтального відстійника

Зменшення висоти осадження зважених часток забруднень за допомогою спеціальних тонкошарових модулів виявилось досить ефективним інженерним рішенням і було реалізовано в багатьох конструкціях [2,3]. Тонкошарові модулі знайшли практичне застосування при реконструкції діючих очисних споруд. Тривалий досвід їх експлуатації показав можливість досягнення 95 % ефекту освітлення при початковій мутності коагульованої води до 150 мг/л та вилученні зважених часток забруднення гідравлічною крупністю вище 0,5 мм/сек.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Враховуючи технологічні переваги секціонування внутрішнього простору очисних споруд, мета роботи полягає в проведенні теоретичного аналізу як самої можливості підвищення продуктивності тонкошарових модулів і зменшення їх габаритів, так і більш ефективного видалення тонкодисперсних забруднюючих речовин.

Розглянемо найдовшу траєкторію руху найдрібнішої частинки забруднення з гідравлічною крупністю u_0 , що з розподільчого лотка А в процесі відстоювання має опинитися в нижній частині зони відстоювання (точка В), обмеженої торцевою стінкою зі збиральним лотком С.

Рівняння її руху в горизонтальному напрямку довжиною L з середньою швидкістю $V = Q/BH$, можна записати у вигляді:

$$t = \frac{BHL}{Q}, \quad (1)$$

де B, H, L – відповідно, ширина, глибина та довжина зони відстоювання.

З іншого боку, за цей же час частинка забруднення пройде шлях H вниз у вертикальному напрямку з урахуванням турбулентної зважуючої складової, що зменшує її гідравлічну крупність u_0 , тобто швидкість осадження, згідно даним А.А.Труфанова та П.І.Піскунова [1], знизиться приблизно на одну тридцяту горизонтальної складової швидкості, тобто $V/30$.

Таким чином,

$$t = \frac{H}{u_0 - V/30} = \frac{H}{u_0 - Q : 30BH} \quad (2)$$

$$t = \frac{H}{u_0 - V/30} = \frac{H}{u_0 - Q : 30BH} \quad (3)$$

Прирівнюючи (2) та (3) отримаємо

$$\frac{BHL}{Q} = \frac{H}{u_0 - Q : 30BH} \quad (4)$$

Звідки знаходимо довжину відстійника, що забезпечує осадження найменшої частинки з гідравлічною крупністю u_0 :

$$L = \frac{Q}{B(u_0 - Q : 30BH)}. \quad (5)$$

Покажемо, що після встановлення n полиць тонкошарового модуля, довжина відстійника може бути відповідним чином зменшена, згідно рівнянню

$$L' = \frac{q}{B(u_0 - q : 30Bh)} \quad (6)$$

де $q = Q:n$; $h = H:n$.

Оцінимо можливе зменшення довжини відстійника після секціонування його внутрішнього простору тонкошаровим модулем:

$$\frac{L'}{L} = \frac{QB(u_0 - q : 30Bh)}{QBn(u_0 - q : 30Bh)} = \frac{1}{n} \quad (7)$$

Таким чином, секціонування відстійника тонкошаровим модулем, що включає n горизонтально розташованих полиць, дозволяє пропорційно зменшити довжину відстійника при тій же гідравлічній крупності частинок видаляемого забруднення.

3. ОЦІНЮВАННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ

Визначимо гідравлічну крупність дисперсних частинок, що будуть уловлюватись модернізованим відстійником з такою ж довжиною після модернізації. Для цього прирівняємо вирази (5) та (6). Після скорочень отримаємо

$$\frac{Q}{u_0 - Q : 30BH} = \frac{q}{u'_0 - q : 30Bh} \quad (8)$$

Або в остаточному вигляді гідравлічна крупність осідаючих часток забруднення зменшиться згідно виразу:

$$u_0 = \frac{u_0}{n} + \frac{n-1}{n} \frac{q}{30Bh} \quad (9)$$

Тобто, після встановлення тонкошарового модуля дисперсність частинок забруднення, що можуть бути уловлені відстійником, зменшиться по параметру гідравлічної крупності в n раз. А якщо також врахувати не зовсім коректне визначення зважуючої турбулентної складової у виразі (2) за літературними даними, то ефективність відстійника може бути ще вищою за рахунок зменшення турбулізації потоку в тонкошарових секціях. Дійсно, апроксимація Труфанова-Піскунова включає лише горизонтальну швидкість і не враховує зміни характерного поперечного геометричного розміру, що фігурує в критерії Рейнольда. Таким чином, секціонуванням внутрішнього простору відстійника досягається додаткова стабілізація потоку з відповідним зменшенням зважуючої турбулентної складової $\frac{q}{30Bh}$. В результаті встановлення тонкошарових вставок досягається зменшення турбулентної складової швидкості, що разом зі скороченням шляху осадження

дало можливість зменшити габарити конструкції та підвищити ефективність очищення стічних вод.

4. ПРАКТИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ

В діючих освітлювачах зі зваженим осадом та у відстійниках у зоні проясненої води рекомендована установка тонкошарових модулів, що складаються з системи паралельних похилих каналів [3]. Модулі виготовляються з напівтвердої полівинілхлоридної плівки товщиною 0,4-0,6 мм, що закріплюється в металевій обоймі у виді системи похилих під кутом 60° V-образних каналів із глибиною кожного 50-70 мм, шириною 100 мм, довжиною 600-1200 мм. Запропоновані оптимізовані конструкції і технологія виготовлення тонкошарових сотоблоків із синтетичних полімерних плівок – поліетиленової плівки товщиною 0,2 мм або вінілпластової плівки товщиною 0,5 мм. Досвід роботи освітлювачів зі зваженим осадом показав, що при подачі на них вихідної води мутністю 20 мг/л, швидкості висхідного потоку 0,4 - 0,5 мм/с, та питомому навантаженні $1,0-1,5 \text{ м}^3/(\text{год} \cdot \text{м}^2)$ забезпечується зниження мутності до 8 - 12 мг/л. Більш того, при установці тонкошарового модуля в зоні проясненої води можливе збільшення швидкості висхідного потоку до 1,4 - 1,7 мм/с, питомого навантаження до $4,5-5,5 \text{ м}^3/(\text{год} \cdot \text{м}^2)$ і підвищення якості очищеної води.

В роботі [2] запропонувало для горизонтальних відстійниках установку тонкошарових пакетів з пластику товщиною 4 мм. Вихідна вода вводиться перфорованими трубами, проходить через паралельно працюючі тонкошарові пакети і виводиться із середини всієї довжини відстійника колектором.

Як показали дослідження, проведені в умовах ливарного виробництва, встановлення блоку пакетів дозволило підвищити навантаження на відстійник майже у шість разів. Крім того, у відстійнику було досягнуто підвищення ступеню очищення води за рахунок затримки більш дрібних часток з меншою гідравлічною крупністю.

На локальних очисних спорудах невеликої продуктивності для підвищення ефективності першої ступені була змонтована паралельно працююча компактна установки заводського виготовлення типу «Струмін», що складалась із щільно покладених у циліндричну обойму труб діаметром 40-80 мм довжиною 2м. При тривалості відстоювання 15 хвилин і швидкості потоку 2 мм/с така установка знизила концентрацію зважених речовин з 400 до 45-50 мг/л.

У збірну систему перфорованих труб вода надходить під гідростатичним напором, обумовленим глибиною занурення труб. Отвори діаметром 8-10 мм розташовують знизу труб. Перфоровані труби кріплять так, щоб їх можна було вільно витягти і при необхідності прочистити. Прояснену воду забирають бічними жолобами через затоплений водозлив або бічні щілини. Водозливи виготовляють з тонких струганих дощок, попередньо оброблених антисептичними речовинами. Рівномірність відводу забезпечується підвищеною висотою шару проясненої води та наявністю пристроїв додаткового опору з гравійного засипання або сітки.

Перед подачею води на тонкошарові відстійники, з неї необхідно ретельно видалити повітря. Для цього перед відстійником можна установити гідравлічний дільник, що складається з відкритого лотка з похилими пластинами, які по чергово не доходять до верха і низу дільника. Таким чином забезпечується зміна напрямку руху потоку по вертикалі та відповідним підвищенням гідравлічного опору з деяким підпором відповідно рівня вільної поверхні води. Зауважимо, що несвоєчасне видалення осаду з відстійника відразу ж знижує ефект очищення.

Видаляти осад можна періодично або в безперервному режимі. Відводять його під гідравлічним напором із пристроєм конічної осадкової частини (кут нахилу конічної поверхні 45-60°, зливальний патрубок знаходиться в нижній частині) або плоскої з пристроєм системи дренажних труб. Підвищити плинність осаду можна встановленням в нижній осадковій частині вібруючих ґрат на еластичних опорах. Підвищення ефективності очищення води в тонкошаровому відстійнику може бути досягнуто також очищенням нижнього, найбільш забрудненого потоку. Для цього між пластинами на виході встановлюється ділильна перегородка та жолоби з переливними водозливами для води різної якості. Верхній, найбільш чистий, потік направляється на фільтр, а нижній – на повторне освітлення.

З точки зору перспектив методу секціонування внутрішнього простору ємнісних очисних споруд слід відмітити можливості його застосування в інших технічних рішеннях при реконструкції, ремонті та впровадженні систем енергозбереження. Реалізація глибокого диференційованого очищення циркуляційних оборотних вод дозволяє знизити продуктивку, стабілізувати водний баланс локальних циклів замкненого водопостачання та вирішити низку екологічних проблем захисту водних джерел [4, 5].

5. ВИСНОВКИ

В результаті встановлення тонкошарових вставок обмежується турбулентна складова швидкості потоку, що разом зі скороченням шляху осадження дало змогу зменшити габарити конструкції та підвищити ефективність очищення стічних вод. Секціонування зони осадження зважених часток забруднень за допомогою спеціальних тонкошарових модулів виявилось досить ефективним і було реалізовано в багатьох конструкціях. Слід відмітити можливості його застосування в інших технічних рішеннях при реконструкції відстійників та впровадженні систем енергозбереження.

6. ЛІТЕРАТУРА / REFERENCES

1. Абрамов Н.Н. Водоснабжение. Изд.2-е, перераб. и доп. М.,Стройиздат, 1974, 480 с.
2. Запольський А.К., Мішкова-Клименко Н.А., Астрелін І.М., Брик М.Т.,Гвоздяк П.І., Князькова Т.В. Фізико-хімічні основи технології очищення стічних вод.– К.: Лібра, 2000.–552 с.
3. Орлов В.О., Шевчук Б.И. Интенсификация работы водоочистных сооружений.- К.: Будивзльник. 1980.-128 с.
4. Shandyba A.B., Vakal S.V. Rationalisation of water use in multistage washing of dispersive materials. Proceedings of the

Int.Conf. of Construction for a Sustainable Environment, Vilnius, Lithuania, 1-4 July, 2008.

5. Шандиба О. Б., Шпетний Д. М. Технологічні особливості очищення циркуляційної води в системах оборотного водопостачання. / Міжнародний науково - технічний журнал „Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах” № 1(54). Хмельницький, – 2016. – С. 175-179.

IMPROVING EFFICIENCY OF HORIZONTAL PRECIPITATORS BY THIN-LAYER SECTIONALIZING THEIR INTERNAL SPACE

A.B. Shandyba, A.V. Tolbatov
G.A. Smolarov, O.V. Semernya
Sumy National Agrarian University
abshandyba@ukr.net

Abstract: *The article has to get recognised of the possibility of improving sewage treatment plants by sectionalizing its internal space. Reasonable sectionalizing of internal space of besieging zone makes the additional stabilizing of stream and increases the process efficiency. Establishment of the dividing insertions have arrived to the reduction of turbulent component speed together with cutting down of besieging way. To except blowing after pollutants concentrating by the intensive multi-stage countercurrent technology process with the devices for by-pass waste-water treatment under thin-layer sectionalizing.*

Key words: *sectionalizing, internal space, laminar flow, besieging zone, thin-layer sectionalizing, precipitator, turbulent component, sewage treatment.*

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЕМКОСТИ ФРАКТАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕГО ПОЛУПРОВОДНИКА В ДИАПАЗОНЕ НИЗКИХ И ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Онуфриенко В.М., Снижко Н.В. Антоненко Н.Н.
кафедра высшей математики
Национальный университет «Запорізька політехніка»
onvm@i.ua

Анотація - Представлена теоретическая модель оценки измеренных данных об емкостных и скейлинговых свойствах естественных или искусственно созданных образцов. Геометрические и физические свойства таких образцов моделируются вводом в рассмотрение физических фрактальных зарядов (токовых элементов), проявляющихся в сегнетоэлектрическом и полупроводниковом метаматериале. Определена связь скейлинговых свойств образца из метаматериала с проявлением гистерезиса измеряемых значений емкости.

Ключові слова: фрактальная емкость, полупроводниковый метаматериал, скейлинговый показатель, гистерезис пространственных компонент

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из перспективных направлений развития современной электроники стало изучение метаматериалов в полосах частот, где возникают новые эффекты в устройствах с полупроводниковой средой и распределенными отрицательными емкостями и индуктивностями [1].

С помощью СВЧ методов измерения могут быть определены удельная проводимость и диэлектрическая проницаемость полупроводника, время жизни, подвижность, эффективная масса носителей заряда, скорость поверхностной рекомбинации, толщина полупроводниковых слоёв и другие параметры.

В этой статье мы рассматриваем изменения заряда и емкости фрактально сконфигурированной области полупроводника под действием электрического поля.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Построение фрактальной модели моделирования емкостей полупроводников осуществимо путем введения в рассмотрение дифференциальной альфа-формы физических зарядов (элементов тока) в сегнетоэлектрическом и полупроводниковом метаматериале [2].

Как и в классическом случае, мы определяем плотность зарядов в полупроводнике по сумме электронных зарядов (n), дырок (p) и ионизованных примесей (N) [3]: для невырожденного полупроводника

$$\rho(x) = q(-n + p + N), \quad n = n_i \exp[-\beta(\varphi_F - \varphi)],$$

$$p = n_i \exp[\beta(\varphi_F - \varphi)], \quad (1)$$

здесь $\beta = q/(kT)$, n_i – концентрации носителей в полупроводнике, $N = -2n_i \operatorname{sh}(\beta\varphi_F)$, φ_F – отсчитываемый от уровня Ферми в образце потенциал.

Распределение плотности заряда по координате x во фрактальной среде

$$\rho(x) = 2qn_i[\operatorname{sh}\beta(\varphi_F - \varphi) - \operatorname{sh}\beta\varphi_F] \quad (2)$$

удовлетворяет уравнению Пуассона

$$\frac{d}{dx} \frac{d^\alpha u}{dx^\alpha} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon_s} = \frac{1}{L_D^2} [\operatorname{sh}u_F - \operatorname{sh}(u_F - u)]; \quad (3)$$

$L_D = \sqrt{\varepsilon_s / (2\beta q n_i)}$ – дебаевская толщина экранирования, ε_s – проницаемость полупроводника, $u_F = \beta\varphi_F$, $u = \beta\varphi$.

После интегрирования уравнения Пуассона мы получаем

$$D_x^\alpha u = \pm \frac{\varepsilon_s}{\beta} \frac{Q_1(u_s, u_F)}{L_D}; \quad (4)$$

$$Q_1(u_s, u_F) = \frac{\sqrt{2}}{L_D} \sqrt{u_s \operatorname{sh}u_F + \operatorname{ch}(u_F - u_s) - \operatorname{ch}u_F}.$$

Электрическое поле на поверхностях полупроводника $E_s^{(\alpha)} = -\frac{1}{\beta} (D_x^\alpha u)|_s$ и суммарный заряд на поверхности полупроводникового образца $Q_s^{(\alpha)} = -\varepsilon_s E_s^{(\alpha)}$ рассчитывается с учетом полученных уравнений (согласно теореме Гаусса).

Плотность заряда на фрактальной границе определяется после интегрирования (4) от $x = 0$ до x :

$$\pm \int_{u_s}^u \frac{du}{Q_1(u, u_F)} = \frac{x^\alpha}{\Gamma(1 + \alpha)}. \quad (5)$$

Объемный заряд $Q_s^{(\alpha)}$ полупроводника, размер которого зависит от степени фрактализации и напряжения смещения V_G на металлическом электроде, приводит к зависимости совокупной емкости $C_i^{(\alpha)} = dQ_G / dV_G$ на единицу площади структуры от того, где находится заряд $Q_G = -Q_s^{(\alpha)} - Q_{ss}$. Это яв-

ляется базовым фактом метода изучения металл-оксид-полупроводниковых структур и применяется нами в дальнейшем для определения емкости фрактальных метаматериалов.

Для довольно низкой частоты небольшого переменного сигнала, приложенного к образцу, измеренная емкость практически совпадает с емкостью фрактального оксида

$$C_t \approx C_0 = \varepsilon_{0x}^{(\alpha)} / x_0, \quad \varepsilon_{0x}^{(\alpha)} = \varepsilon_{0x} / \left(\frac{1}{\Gamma(1+\alpha)} x_0^{\alpha-1} \right) \quad (6)$$

(ε_{0x} - диэлектрическая постоянная, x_0 - толщина слоя).

Для низкочастотного сигнала и увеличения напряжения смещения суммарная емкость моделируется последовательно включенными конденсаторами C_0 и $C_s^{(\alpha)}$ (емкость поверхностных состояний $C_{ss} = -dQ_{ss} / d\varphi_s = 0$):

$$\frac{C_t^{(\alpha)}}{C_0} = \left(1 + \frac{C_0}{C_s} \right)^{-1};$$

$$C_s^{(\alpha)} = -\beta \frac{dQ_s^{(\alpha)}}{du_s} = \frac{\varepsilon_s q}{Q_s^{(\alpha)}} [N + 2n_i sh(u_F - u_s)]. \quad (7)$$

На высоких частотах, когда величина емкости полупроводника $C_s^{(\alpha)} = -\frac{dQ_s^{(\alpha)}}{d\varphi_s}$ определяется толщиной x_d обедненной области, проявляется фрактальная структура распределения носителей заряда, и выражения для емкости имеют вид

$$\frac{C_t^{(\alpha)}}{C_0} = \left(1 + \frac{\varepsilon_{0x} x_d^{(\alpha)}}{\varepsilon_s x_0} \right)^{-1}. \quad (8)$$

Изучение гистерезиса пространственных компонент при быстром переключении системы в инверсионный режим, когда заряд инверсионного слоя не успевает сформироваться, что сопровождается возникновением переходных процессов,

$$\varphi_s^{(\alpha)} = \frac{Q_s^{(\alpha)}}{C_0} + V_G'$$

возможно с учетом и результатов интегрирования уравнения Пуассона [4]

$$\frac{C_t^{(\alpha)}}{C_0} = (1 + (-1 \pm \sqrt{1 - a_d \frac{2C_0^2 V_G'}{qN\varepsilon_s}}) / a_d)^{-1}; \quad (9)$$

$$a_d = \frac{2}{\Gamma(\beta+1)} x_d^{\beta-2}, \quad 1 < \beta \leq 2.$$

Анализ полученных результатов подтверждает значительное влияние фрактального распределения носителей заряда на емкость метаматериального образца. Для скейлинговых показателей $\alpha = 1$, $\beta = 2$ полученные зависимости (6)-(9) совпадают с классическими результатами [2].

Теоретически подтверждается возможность априорного определения и оценки измеряемой емкости полупроводниковых образцов, в частности, и для выявления возможностей повышения эффективности полевых транзисторов.

3. ВЫВОДЫ

Теоретическая модель применима для оценки и коррекции измеренных данных об емкостных и скейлинговых свойствах естественных или искусственно созданных образцов.

Геометрические и физические свойства образцов моделируются вводом в рассмотрение физических фрактальных зарядов (токовых элементов), проявляющихся в сегнетоэлектрическом и полупроводниковом метаматериале.

Определена связь скейлинговых свойств образца из метаматериала с проявлением гистерезиса измеряемых значений емкости.

4. ЛИТЕРАТУРА

- 1 M.Kobayashi and T.Hiramoto. On device design for steep-slope negativecapacitance field-effect-transistor operating at sub-0.2V supply voltage with ferroelectric HfO2 thin film. AIP Advances 6, 025113, 2016.
- 2 V.M. Onufrienko. Potentials of fractal charges and currents in artificial medium, RadioElectronic.Computer Science.Control, vol.1, No 1, 2004, pp. 18–21.
- 3 R. Cobbold. Theory and Application of Field-effect Transistors. Wiley-Interscience, 1970.
- 4 V.M. Onufrienko, L.M.Onufrienko. Differintegral model of field-effect transistor with fractal nanolayer of channel, in Proc. VII Intern. Scient. Pract. Conf. PREDT, Chernivtsi, Ukraine, pp.113-114.

PAPER THE CAPACITY SIMULATION OF FRACTALLY CONDUCTING SEMICONDUCTOR IN LOW AND HIGH FREQUENCIES

Onufrienko V.M., Snizhko N.V., Antonenko N.N.
Department of Higher Mathematics
National University "Zaporizhzhia Polytechnic"
onvm@i.ua

Abstract — The teoretical model for evaluating the measured data on the capacitive and scaling properties of natural or artificially created samples is presented. The geometric and physical properties of such samples are modeled by introducing physical fractal charges (current elements) into consideration, which are manifested in the ferroelectric and semiconductor metamaterial. The relationship of the scaling properties of the metamaterial sample with the manifestation of a hysteresis of the measured capacitance values is determined.

Key words: fractal capacity, semiconductor metamaterial, scaling indicator, spatial components hysteresis.

ВПЛИВ ФРАКТАЛЬНОГО ГІСТЕРЕЗИСУ НА ЧАСТОТНУ ЗАЛЕЖНІСТЬ ВИМІРЮВАНОЇ ДІЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРОНИКНОСТІ

Онуфрієнко В.М., Слюсарова Т.І., Онуфрієнко Л.М., Шама Є.О.

Кафедра вищої математики

Національний університет «Запорізька політехніка»

onvm@i.ua

Анотація - Теоретичний опис вимірювальної задачі про визначення провідності, приросту фази та просторового зміщення хвиль метаматеріальними фракталами зведений до класичної задачі з гладкими межами за моделлю фрактального шару. Просторовий гістерезис, що виникає за рахунок фрактальної будови доменних структур метаматеріалу, проявляється в одержаних частотних залежностях для коефіцієнтів відбиття й проходження, коли процес зміни потужності хвиль враховується вводом деякого скейлінгового показника.

Ключові слова: мета матеріал, фрактальний шар, просторовий гістерезис, фрактальна поляризація, коефіцієнт відбиття і проходження, рефракція

1. ВСТУП

У вимірювальній техніці – гістерезис – це явище, що полягає у появі варіації показів значення вимірюваної величини в залежності від передісторії зміни самої величини. Використання надвисокочастотних методів [1] у вимірюванні діелектричної проникності метаматеріалів спряжене з необхідністю урахування фрактальної структури зразків, що виникає через просторове конфігурування елементарних осциляторів у відповідності з геометричною будовою фракталів з незмінними значеннями провідності. Крім цього, теоретично гістерезисні явища у вимірювальному процесі можуть виникати у випадку зміни провідності за фрактальним фізичним законом у суцільному (нефрактальному) середовищі наповнення досліджуваного зразка.

Застосування математичного диференціального апарату відкриває можливості для зведення теоретичного опису вимірювальної задачі про метаматеріальні фрактали до класичних задач з гладкими межами за моделлю фрактального шару [2]. Цим вирішується важливе питання про необхідність додаткового використання умов про особливості поведінки поля поблизу ребра, або про залучення іншої апріорної інформації про геометричну конфігурацію та фізичну природу досліджуваного зразку (тверде тіло, рідина чи газ), що спряжені з появою гістерезисного явища.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Теорію фрактального шару [2] застосуємо далі для теоретичного дослідження ефекту впливу фрактально конфігурованої границі на приріст фази та зміщення хвиль, що можуть проявлятися у хвилеводних та резонаторних експериментах з вимірювання діелектричної проникності метаматеріалів. Методи-

ка розв'язування таких задач базується на визначенні диференціала $d^\alpha z$, його зв'язку з дробовою похідною $d^\alpha L(z) = {}_a D_z^\alpha L(z) d^\alpha z$, де дробова похідна ${}_a D_z^\alpha L(z)$ використана у формі Рімана-Ліувілля

$$({}_a D_z^{\alpha(z)} L)(z) = \frac{1}{\Gamma(\alpha(z))} \int_a^z \frac{L(t)}{(z-t)^{1-\alpha(z)}} dt \quad (1)$$

зі змінним скейлінгом $\alpha(z)$ вздовж деякої осі OZ .

Для фрактального середовища зберігаються класичні означення електричної $\chi_e^{(\alpha)}$, магнітної $\chi_m^{(\alpha)}$ сприйнятливостей та провідності $\sigma^{(\alpha)}$ з відповідним фізичним змістом про міру активності матеріальних параметрів фрактального середовища у відношенні до електромагнітного процесу [3]. Показано, що у неоднорідному неперервному середовищі з діелектричною $\varepsilon^{(\alpha)} = \varepsilon_0(1 + \chi_e^{(\alpha)})$ і магнітною $\mu^{(\alpha)} = \mu_0(1 + \chi_m^{(\alpha)})$ проникностями, що визначають зв'язок між індукціями та напруженостями у вигляді $\vec{D}^{(\alpha)} = \varepsilon^{(\alpha)} \vec{E}$, $\vec{B}^{(\alpha)} = \mu^{(\alpha)} \vec{H}$, та зі сторонніми джерелами електричного $\vec{j}_{e(cm)}^{(\alpha)}$ і магнітного $\vec{j}_{m(cm)}^{(\alpha)}$ струмів введенням у рівняння Максвелла поляризаційних фрактальних струмів (електричного $\vec{j}_e^{(\alpha)}$ і магнітного $\vec{j}_m^{(\alpha)}$) неоднорідне середовище зводиться до моделі однорідного з відповідними рівняннями середовища.

Макроскопічний розподіл α -полів фрактального середовища характеризується комплексною діелектричною проникністю $\varepsilon^{(\alpha)} = \varepsilon'^{(\alpha)} - j\varepsilon''^{(\alpha)}$, що визначається через поляризацію $(D^\alpha \vec{P})(\vec{r})$, а комплексна провідність $\sigma^{(\alpha)} = \sigma'^{(\alpha)} - j\sigma''^{(\alpha)}$ характеризує макроскопічні рухоми вільні заряди і визначається через струм $(D^\alpha \vec{J})(\vec{r})$. Сумарний струм $(D^\alpha \vec{J}_\Sigma)(\vec{r})$ у фрактально структурованому середовищі формується за рахунок α -польних електричних і магнітних осциляторів та вільних зарядів, що здійснюють періодичний рух. Отже, усереднені електродинамічні параметри фрактального середовища повинні включати характеристики мікроскопічно різноманітних типів струму.

Для фрактального матеріалу середовища запишемо розвинення в ряд скалярних компонент поляризації $P^{(\alpha)}(E)$ та струму $J^{(\alpha)}(E)$ за степенями електричної напруженості E (індекс α позначає результат дробового диференціювання $D_E^k f(0)$; α - показник степеня)

$$P^{(\alpha)}(E) = \varepsilon_0 \chi_e^{(\alpha)}(E) E^\alpha; \quad J^{(\alpha)}(E) = \sigma^{(\alpha)}(E) E^\alpha; \quad (2)$$

$$\text{де } \sigma^{(\alpha)}(E) = \sigma_0^{(\alpha)} + \sigma_1^{(\alpha)} E + \dots + \sigma_j^{(\alpha)} E^j + \dots;$$

$$\chi_e^{(\alpha)}(E) = \chi_{e0}^{(\alpha)} + \chi_{e1}^{(\alpha)} E + \dots + \chi_{ej}^{(\alpha)} E^j + \dots;$$

$$\sigma_j^{(\alpha)} = \frac{(D_E^{j+\alpha} J)(0)}{\Gamma(j+1+\alpha)}; \quad \chi_{ej}^{(\alpha)} = \frac{(D_E^{j+\alpha} P)}{\Gamma(j+1+\alpha)}.$$

Якщо застосувати положення про відсутність спонтанної поляризації для фрактального середовища, тобто покласти (2) таким, що дорівнює нулю, то формально це стає можливим, коли $E = 0$, $\alpha > 0$ або $(D_E^\alpha P) = 0$.

Якщо у першому випадку, як і у класичному, нульове значення $P^{(\alpha)}(0) = 0$ відповідає відсутності спонтанної поляризації, то у другому випадку, що відповідає наявності фрактально структурованого поля, з $(D_E^\alpha P) = 0$ впливає можливість представлення першого доданку поляризації з (2) у явному вигляді степеневій функції $P(E, \alpha) = C/\Gamma(1 + \alpha)E^{1-\alpha}$, де C – будь яка константа. Порівнюючи $P(E, \alpha)$ з (2), помічаємо формальну рівність $(E, \alpha) = \alpha_\alpha D_E^\alpha \delta(E)$, де $D_E^\alpha \delta(E)$ – диференціал дельта-функції Дірака. Аналогічний розгляд для струму дає зв'язок: $J(E, \alpha) = c_\alpha D_E^\alpha \delta(E)$.

Отже, впровадженням у штучне діелектричне, напівпровідникове середовище сторонніх джерел енергії з фрактальним дельта-подібним по полю E розподілом зарядів (струмів) можна створити штучну “спонтанну” нелінійну електричну поляризацію та електропровідність, що імітують від'ємні ємності та індуктивності, а також фрактальний гістерезис зі вказаною залежністю поляризації від напруженості електричного поля. Це пояснюється наявністю спонтанної електричної поляризації, виникненням фрактально конфігурованих електричних доменів та перебудовою фрактальної доменної структури. Варіацією скейлінгу теоретично можна керувати діелектричними втратами у фрактально конфігурованому діелектрику.

Виявлено, що виділення поляризаційних фрактальних струмів в моделі неоднорідного фрактального середовища дозволяє розглядати рівняння моделі однорідного середовища для задач конструювання електронних пристроїв на високих частотах та в оптичному діапазоні, де у середовищі, що характеризується від'ємними значеннями скейлінгового показника α , дійсна частина коефіцієнту рефракції стає від'ємною, що узгоджується з фізичною моделлю рефракції хвиль у метаматеріальному середовищі.

Комплексне хвильове число $k^{(\alpha)} = k'^{(\alpha)} - jk''^{(\alpha)}$, що є основною характеристикою довільного фрактально структурованого середовища, визначається через еквівалентну комплексну електричну та магнітну проникності та провідність

$$k^{(\alpha)2} \equiv \omega^2 \mu^{(\alpha)} \tilde{\varepsilon}^{(\alpha)} = \omega^2 (\varepsilon_e^{(\alpha)} - j\sigma_e^{(\alpha)} / \omega) (\mu'^{(\alpha)} - j\mu''^{(\alpha)}). \quad (3)$$

Якщо ввести позначення $\tilde{\varepsilon}^{(\alpha)} \equiv \varepsilon_e^{(\alpha)} (1 - jp_e^{(\alpha)})$, де $p_e^{(\alpha)} = \sigma_e^{(\alpha)} / \omega \varepsilon_e^{(\alpha)}$ - тангенс кута електричних втрат та $p_m^{(\alpha)} = \mu''^{(\alpha)} / \mu'^{(\alpha)}$ - тангенс кута магнітних втрат, то комплексне хвильове число, що визначається з (3), має вид

$$k^{(\alpha)} = \omega \sqrt{\mu' \varepsilon_e} \sqrt{(1 - jp_m^{(\alpha)})(1 - jp_e^{(\alpha)})} \quad (4)$$

для втратного середовища з додатною дійсною частиною $\varepsilon_e > 0$ діелектричної проникності та

$$k^{(\alpha)} = -j\omega \sqrt{\mu' | \varepsilon_e |} \sqrt{(1 - jp_m^{(\alpha)})(1 + j | p_e^{(\alpha)} |)} \quad (5)$$

для втратного середовища з від'ємною дійсною частиною $\varepsilon_e < 0$.

Для фрактально структурованого середовища у комплексному хвильовому числі виділяємо два множники, перший з яких $\omega \sqrt{\mu' \varepsilon_e}$ характеризує дофрактальне безвтратне середовище, а другий множник $\sqrt{(1 - jp_m^{(\alpha)})(1 - jp_e^{(\alpha)})} = \sqrt{1 - jp_{em}^{(\alpha)}}$ характеризує фрактальні властивості середовища. Цей множник у загальному випадку можна представити у вигляді

$$\sqrt{1 \pm jp_{em}^{(\alpha)}} = f(p_{em}^{(\alpha)}) \pm jg(p_{em}^{(\alpha)}),$$

$$\text{де } f(p_{em}^{(\alpha)}) = \text{ch}(\frac{1}{2} \text{Arsh } p_{em}^{(\alpha)}) = \sqrt{\frac{1}{2} (\sqrt{(p_{em}^{(\alpha)})^2 + 1} + 1)},$$

$$g(p_{em}^{(\alpha)}) = \text{sh}(\frac{1}{2} \text{Arsh } p_{em}^{(\alpha)}) = \sqrt{\frac{1}{2} (\sqrt{(p_{em}^{(\alpha)})^2 + 1} - 1)}. \quad (6)$$

Явний вигляд функціональної залежності від скейлінгового показника α визначається для кожної задачі, що зводиться до розв'язування рівнянь з відповідними межовими умовами.

Порівняння квадрату $p_{em}^{(\alpha)}$ з одиницею надає можливості для розгляду властивостей фрактально структурованого середовища. За умови $(p_{em}^{(\alpha)})^2 \ll 1$ властивості модельного середовища наближаються до властивостей фрактальних діелектриків, а за значень $(p_{em}^{(\alpha)})^2 \gg 1$ - до властивостей фрактальних провідників.

Із загальних теоретичних міркувань слід очікувати наявність зв'язку комплексних значень скейлінгового показника з еквівалентними матеріальними параметрами середовища, а також можливість визначення діапазону зміни характерних комплексних значень α , що визначають шкалу неперервного переходу від діелектриків до матеріалів з магнітними властивостями і провідників у межах однієї моделі фрактально структурованого середовища.

Для характеристики фрактального середовища введемо у розгляд комплексний хвильовий опір середовища

$$\dot{Z}^{(\alpha)} = \frac{\omega \dot{\mu}^{(\alpha)}}{\dot{k}^{(\alpha)}} = \frac{\omega \dot{\mu}^{(\alpha)}}{k'^{(\alpha)} - jk''^{(\alpha)}} = \frac{Z_0}{\Delta^{(\alpha)} \left(1 - j \frac{k''^{(\alpha)}}{k'^{(\alpha)}} \right)}, \quad (7)$$

де $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0}$ - хвильовий опір вільного простору, $\Delta^{(\alpha)} \equiv k'^{(\alpha)} Z_0 / \omega \dot{\mu}^{(\alpha)}$.

Розглянемо далі схему застосування комплексного хвильового опору (7) для теоретичного обґрунтування результатів вимірювання діелектричної проникності фрактально структурованого напівпровідника. Використовуємо відому методику обчислення коефіцієнтів відбиття та проходження хвилі [4] у хвилеводі з напівпровідниковим зразком, що повністю заповнює поперечний переріз хвилеводу (див., напр., [5]).

Якщо l – довжина зразка, а початок системи координат збігається з передньою площиною XOY фрактально конфігурованого напівпровідника, то компоненти поля в областях I до зразка, у самому зразку II та за зразком III (коли немає відбиття від генератора і навантаження) записуємо у вигляді

$$\begin{aligned} E_I &= E(x)(e^{-\gamma_0 z} + R e^{\gamma_0 z}), \\ E_{II} &= E(x) \left(A_{II} e^{-\gamma^{(\alpha)} z} + B_{II} e^{\gamma^{(\alpha)} z} \right), \\ E_{III} &= E(x) T \left(e^{-\gamma_0(z-l)} + R_H e^{\gamma_0(z-l)} \right), \\ H_I &= -H(x) \gamma_0 (e^{-\gamma_0 z} - R e^{\gamma_0 z}), \\ H_{II} &= -H(x) \gamma^{(\alpha)} \left(A_{II} e^{-\gamma^{(\alpha)} z} - B_{II} e^{\gamma^{(\alpha)} z} \right), \\ H_{III} &= -H(x) \gamma_0 T \left(e^{-\gamma_0(z-l)} - R_H e^{\gamma_0(z-l)} \right). \end{aligned} \quad (8)$$

Після використання умови зшивання полів на межах зразка та вводу поняття хвильового опору хвилеводу $Z = E_{y,x} / H_{y,x}$ отримуємо вирази для обчислення коефіцієнта відбиття R та проходження T за умови, що $R_H = 0$:

$$R = \frac{\left(\frac{Z_{fr}}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z_{fr}} \right) sh \gamma^{(\alpha)} l}{2 ch \gamma^{(\alpha)} l + \left(\frac{Z_{fr}}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_{fr}} \right) sh \gamma^{(\alpha)} l}, \quad (9)$$

$$T = \frac{2}{2 ch \gamma^{(\alpha)} l + \left(\frac{Z_{fr}}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_{fr}} \right) sh \gamma^{(\alpha)} l},$$

де Z_{fr} – хвильовий опір (7) хвилеводу з фрактально конфігурованим напівпровідником; Z_0 – хвильовий опір незаповненого хвилеводу.

Одержані трансцендентні рівняння (9), що зв'язують діелектричну проникність напівпровідника певної товщини з вимірюваними значеннями потужності відбиття та проходження, допускають чисельне розв'язування. Як і у випадку нефрактального матеріалу, для обраних зразків товщини, кратної $\lambda/4$, можна одержати наближений розв'язок зазначених рівнянь, але вже з нелінійним зв'язком між надвисокочастотною потужністю та питомою провідністю за рахунок наявності у формулах скейлінго-

вого показника, що характеризує фрактальну організацію матеріалу.

3. ВИСНОВКИ

Теоретично просторовий гістерезис, що виникає за рахунок фрактальної будови доменних структур метаматеріалу, проявляється в одержаних залежностях для коефіцієнтів відбиття й проходження, коли процес зростання потужності хвиль враховується вводом деякого скейлінгового показника α_1 , а спадання – значенням α_2 . Запропонований теоретичний підхід до означення хвильового опору у хвилеводно-резонаторних методах вимірювання сприяє виявленню та чисельному моделюванню деяких інших ефектів, що виникають на межі взаємодії електромагнітної хвилі з фрактально конфігурованим метаматеріалом (вплив можливого фокусування енергії, зсуву Гуса-Хенхен-Федорова, виникнення каустик, появи зімітованих від'ємних індуктивностей і ємностей [6] тощо).

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 Брандт А.А. Исследование диэлектриков на высоких частотах. М.: ГИФМЛ, 1963.
- 2 Onufrienko V.M. Potentials of fractal charges and currents in artificial medium, *RadioElectronic.Computer Science.Control*, vol.1, No 1, 2004, pp.18-21.
- 3 Onufrienko V.M. Electromagnetism of artificial fractal medium - the physico-geometrical groundwork, in *Proc. of Sixth Int.Symp. MSMW*, Kharkov, Ukraine, pp.947-949, June 2007.
- 4 Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах. М.: Изд-во АН СССР, 1957.
- 5 Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Феклисов В.Б., Вениг С.Б. Измерение параметров полупроводников, микро- и наноструктур на СВЧ. Саратов: Электрон.изд. Саратов. ун-та, 2012.
- 6 Onufrienko V.M., Slyusarova T.I., Onufrienko L.M. Modeling Characteristics of Field-Effect Fractal Nanotransistor, in *Proc. 15th Int. Conf. on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecom. and Comp. Engineering TCSET'2020*, Lviv-Slavske, Ukraine, February 25-29, 2020, pp.170 Paper ID.

THE FRACTAL HYSTERESIS INFLUENCE ON THE FREQUENCY DEPENDENCE OF THE MEASURED DIELECTRIC PERMEABILITY

Onufrienko V.M., Slyusarova T.I., Onufrienko L.M., Shama E.O.
Department of Higher Mathematics
National University "Zaporizhzhia Polytechnic"
onvm@i.ua

Abstract — The measuring problem theoretical description of determining the conductivity, phase increase and spatial displacement of waves by metamaterial fractals is reduced to the classical problem with smooth boundaries according to the fractal layer model. The spatial hysteresis arising from the fractal structure of the domain structures of the metamaterial is manifested in the obtained frequency dependences for the reflection and transmission coefficients.

Key words: metamaterial, fractal layer, spatial hysteresis, fractal reflection and transmission coefficient, reflection, scaling index

АЛГОРИТМ АДАПТИВНОЇ КОРЕКЦІЯ СИГНАЛІВ ОПТИЧНОГО ЗОБРАЖЕННЯ

Пилявський В.В.

Кафедра телебачення та радіомовлення

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

v.pilyavskiy@ukr.net

Анотація – Представлений один з можливих варіантів корекції сигналів оптичного зображення в мультимедійних і телевізійних трактах покликаних забезпечити вимоги сучасного стану відеотехнологій. Робота є продовженням серії робіт, спрямованих на розробку адаптивного до умов поширення тракту передачі відеоінформації. Результати роботи розширюють уявлення про традиційному розумінні кінцевих пристроїв передачі та відтворення відеотракту.

Ключові слова: передача кольору, телевізійний тракт, алгоритм передачі, адаптація

1. ВСТУП

Відеотехнології спрямовані на передачу та обробку візуальної інформації стрімко розвиваються, так, остання стандарт на 709 рядків [1] був доповнений нормами на 1080 рядків. Пізніше з'являється стандарт [2] на стандарт 2k, 4k і 8k з посиланням на колориметрію вже нового стандарту [3]. Слід розуміти, що прийняті стандарти мають рекомендаційний характер і в більшості випадком, реальне обладнання складно кваліфікувати без спеціалізованого обладнання, наприклад, без колориметра або осцилографа.

Крім того, з метою ринкового переваги виробники прагнуть удосконалити методи отримання зображення застосовуючи оптичні фільтруючі системи з відмінними спектральними характеристиками як на приймальній, так і на передавальній стороні. Це в свою чергу призводить до порушення наскрізної передачі кольору.

Застосування великої різноманітності освітлювального обладнання, від ламп розжарювання, флуоресцентних, лам високого тиску до світлодіодних, що мають різний спектральний розподіл світіння також має своєї вплив як на передавальній, так і на приймальній сторонах, більш докладні денні представлені в роботах [4-6].

Перераховані фактори, що впливають на якість передачі кольору, не можуть бути враховані традиційним наскрізним трактом, так як вимагають динамічної корекції сигналів оптичного зображення в залежності від впливає чинника.

2. ОПИС АЛГОРИТМА

Мета алгоритму визначення необхідності корекції сигналом оптичного зображення і в разі необхідності забезпечення корекції.

Для досягнення поставленої мети алгоритм повинен складатися з наступних частин:

- пошук оптимальних спектральних розподілів;
- визначення коригувальних коефіцієнтів.

Пошук оптимальних спектральних розподілів

Кожному кольору C із набору представлено-му на рис. 2 можна співставити розподіл рівноенергетичного спектру у діапазоні $\lambda \in (360 \dots 720)$ нм, що представляє собою одну ділянку спектру із визначеним рівнем k ,

$$C = \begin{cases} k & \text{for } \lambda \in (\lambda_1 \dots \lambda_2) \\ 0 & \text{for } \lambda \in (360 \dots \lambda_1) \ \& \ \lambda \in (\lambda_2 \dots 720) \end{cases}$$

та двох ділянок спектру,

$$C = \begin{cases} k & \text{for } \lambda \in (360 \dots \lambda_1) \ \& \ \lambda \in (\lambda_2 \dots 720) \\ 0 & \text{for } \lambda \in (\lambda_1 \dots \lambda_2) \end{cases}$$

Для знаходження значень (λ_1, λ_2) вирішується задача пошуку мінімуму, де головним критерієм є мінімальна розбіжність заданих координат X_O, Y_O, Z_O (рис. 2) та координат отриманих після вирішення задачі пошуку мінімуму X_C, Y_C, Z_C . При цьому для розрахунку опорних кольорів представлених на рис. 2 використовувався рівноенергетичний спектр $P(\lambda)$, а також стандартизовані СІЕ спектральні характеристики чутливості зору $(\bar{x}, \bar{y}, \bar{z})$.

$$\{X_C, Y_C, Z_C\} = \sum P(\lambda) C(\lambda_1, \lambda_2) \{\bar{x}, \bar{y}, \bar{z}\}$$

При цьому вирішальним є параметр Δ ,

$$\Delta = |\{X_O, Y_O, Z_O\} - \{X_C, Y_C, Z_C\}|.$$

Для всієї множини N існуючих значень (λ_1, λ_2) існує множина значень Δ яка повинна відповідати виразу $\lim_{N \rightarrow \infty} \Delta \rightarrow 0$. Вихідними значенням для подальших розрахунків є $C(\lambda_1, \lambda_2)|_{\Delta \rightarrow 0}$.

Визначення коригувальних коефіцієнтів

Коригуючий коефіцієнт це обернена величина вектору зміни координат кольору $1/\Delta E$, що виражена у координатах колірною простору. Зважаючи на те, що значень координат кольорів у зображенні $n \times m$, де n – кількість активних відліків у рядку, а m – кількість рядків то кількість коригуючих коефіцієнтів буде рівна кількості $n \times m$.

Розрахунок коефіцієнтів відбувається із використанням координат опорного кольору X_O, Y_O, Z_O та отриманих у результаті освітлення довільним джерелом освітлення X_C, Y_C, Z_C . Розрахунок коефіцієнтів здійснюється за формулами,

$$k_1 = X_O/X_C, k_2 = Y_O/Y_C, k_3 = Z_O/Z_C.$$

Слід зауважити, що для різних точок величина зміни має різну величину, відповідно й коефіцієнти k_1, k_2, k_3 також будуть мати різне зна-

чення. Значення коефіцієнтів належать проміжку $k_{\{1,2,3\}} \in (0 \dots 1)$.

Теорема. Для довільних координат колірності X_i, Y_i, Z_i мультимедійного зображення існують такі координати X_0, Y_0, Z_0 , що різниця між ними (Δ) рівна нулю.

Якщо виконання терми має місце то існують значення коригуючих коефіцієнтів k_{1i}, k_{2i}, k_{3i} й врахування коригуючих коефіцієнтів здійснюється за формулою,

$$\begin{pmatrix} X_{0i} \\ Y_{0i} \\ Z_{0i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_{1i} & & \\ & k_{2i} & \\ & & k_{3i} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_i \\ Y_i \\ Z_i \end{pmatrix}.$$

Якщо величина ΔE_i не перевищує поріг не допустимих змін, то такі координати не потрібно множити на коригуючі коефіцієнти. Візуально алгоритм представлено на рис. 1.

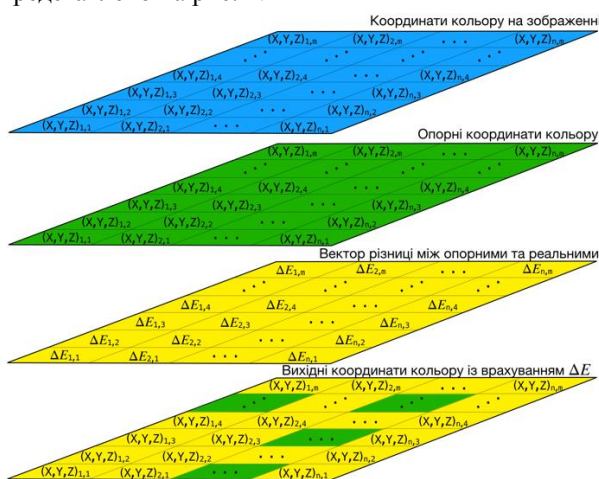


Рисунок 1. Зображення алгоритму корекції мультимедійних зображень при освітленні джерелом освітлення із довільним спектральним розподілом

3. ВИСНОВКИ

В роботі було систематизовано та представлено критерії оцінювання величини кольорових змін, дані критерії представлено на рис. 1. Використовуючи критерії було визначено відстань між кольорами у рівноконтрастній системі й побудовано сітку еквідистантну сітку координат кольорів, яка представлено на рис. 2. Шаг сітки кольорів обрано 5 од. СІЕ, як та відстань що ідентифікується звичайним спостерігачем, як прийнятні зміни.

Задля врахування величини впливу джерел освітлення на колір було запропоновано алгоритм побудови оптимальних спектрів. Завдяки отриманим спектрам вдалось визначити величину та характер впливу, рис. 4-7, та запропонувати алгоритм розрахунку компенсуючих коефіцієнтів. Слід зазначити, що точність визначення коефіцієнтів в першу чергу залежить від кількості кольорів в наборі. З іншої сторони збільшення набору кольорів призводить до збільшення часу розрахунків.

На рис. 8 представлено алгоритм врахування впливу довільного спектрального розподілу джерела освітлення. Також запропоновано зменшення часу розрахунку вихідних значень кольору шляхом

визначення коефіцієнтів лише для тих точок де параметр $\Delta E \geq 5$.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 Recommendation BT.709-5. Parameter values for the HDTV standards for production and international programme exchange. Geneva. 2015. 17 p.
- 2 Recommendation BT.2077-2. Real-time serial digital interfaces for UHDTV signals. Geneva. 2017. 166 p.
- 3 Recommendation BT.2020. Parameter values for ultra-high definition television systems for production and international programme exchange. Geneva. 2015. 6 p.
- 4 Adaptation of the Image to Spectral Distribution of the Light Source Volodymyr, P. (2019) 27th National Conference with International Participation: The Ways to Connect the Future, TELECOM 2019 – Proceedings
- 5 Development of the algorithm of video image adaptation to spectral power distribution of illuminants Pyliavskiy, V. (2019) Eastern-European Journal of Enterprise Technologies
- 6 Adaptation video signal to spectral distribution of light source Pyliavskiy, V. , Siden, S. , Osharovska, O. (2018) Proceedings of the 2018 IEEE 4th International Symposium on Wireless Systems within the International Conferences on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems, IDAACS-SWS 2018

ALGORITHM FOR ADAPTIVE CORRECTION OF OPTICAL IMAGE SIGNALS

Pyliavskiy V. V.

Department of radio and television department
O.S.Popov Odessa National Academy of Telecommunications
v.pilyavskiy@ukr.net

Abstract — One of the possible correction options for optical image signals in multimedia and television paths designed to meet the requirements of the current state of video technology is presented. The work is a continuation of a series of works aimed at developing a video information transmission path adaptive to the conditions of distribution. The results of the robots expand the understanding of the traditional understanding of the end devices for transmitting and reproducing the video path.

Key words: color rendition, television path, transfer algorithm, adaptation

ОДНОКАНАЛЬНИЙ БАГАТОМОДОВИЙ ОПТИЧНИЙ ОБЕРТОВИЙ З'ЄДНУВАЧ

¹Шапар В.М., ¹Лисенко В.С., ²Савчук А.В.

¹Інститут фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України

²Міжнародний центр «Інститут прикладної оптики» НАН України

v.shapary51@gmail.com

Анотація - В сучасній контрольно-вимірювальній техніці обертових об'єктів і техніці зв'язку між електронними пристроями, встановленими на обертовому та нерухомому об'єктах, останнім часом все частіше використовують волоконно-оптичні обертові з'єднувачі (ООЗ) замість електричних контактних кілець. У цій роботі представлені результати розробки ширококутового багатомодового одноканального ООЗ, побудованого на основі кулькових оптичних лінз. Проведені його всебічні теоретичні і експериментальні дослідження. Конструкція характеризується високою технологічністю, простотою збирання, невисокими вимогами щодо точності розмірів і форми окремих конструктивних компонентів і вузлів ООЗ.

Ключові слова: : волоконно-оптичний обертовий з'єднувач, волоконно-оптичний коліматор, оптична кулькова лінза.

1. ВСТУП

В сучасній контрольно-вимірювальній техніці та техніці зв'язку між рухомою (роторною) і корпусною (статорною) частинами об'єктів, що обертаються, має місце проблема передачі ширококутових сигналів з однієї частини об'єкта на іншу. Традиційне конструктивно-схемотехнічне вирішення цієї проблеми за рахунок використання струмознімальних контактних кілець обмежено низкою суттєвих недоліків, до яких відносяться: недостатня для передачі ширококутових сигналів частотна смуга електричних каналів; високий рівень електричних шумів повзункових контактів; недостатня захищеність від електромагнітних завад; низька надійність; малий строк служби та інші.

Крім того, з впровадженням на обертові об'єкти волоконно-оптичних датчиків фізичних величин і волоконно-відповідають оптичних ліній зв'язку виникли додаткові труднощі, пов'язані з необхідністю спряження фізично несумісних електричних інтерфейсів струмознімачів з оптичними інтерфейсами волоконно-оптичних ліній. Для вирішення цих проблем в останні роки створено принципово нові пристрої - оптичні обертові з'єднувачі (ООЗ), що забезпечують безконтактну передачу цифрових і аналогових сигналів з обертових об'єктів в оптичному вигляді. Вони адекватно поставленому завданню і фізично сумісні з волоконними лініями. Порівняно з електричними струмознімачами оптичні обертові з'єднувачі мають в десятки тисяч разів більшу широкую частотну смугу, безконтактні, можуть працювати в умовах впливу потужних електромагніт-

них завад, оскільки нечутливі до дії електромагнітних полів, значно надійніші, мають високий термін служби, тощо.

Гостру потребу в ООЗ відчувають сьогодні фахівці, які працюють над створенням новітніх радарних комплексів, створюють системи кругового неперервного спостереження у видимому та інфрачервоному діапазонах спектру, розробляють новітні телеметричні системи обертових об'єктів в яких використовують волоконно-оптичні датчики фізичних величин. На сьогодні створені і комерційно випускаються десятки різноманітних конструкцій багатоканальних і одноканальних ООЗ, працюючих на різних фізичних принципах [1,2]. В значній частині цих конструкцій використовуються волоконно-оптичні коліматорні пристрої, побудовані на основі градієнтних стержневих лінз (ГСЛ). Основними перевагами ГСЛ є низькі хроматичні аберрації, зручна для монтажу в оптичних пристроях циліндрична форма лінз, невисока ціна. Разом з тим, використання в ООЗ волоконно-оптичних коліматорів на основі ГСЛ потребує від конструктивних елементів і збирання ООЗ надзвичайно високої точності [3].

Представлена нижче робота присвячена розробці ширококутового багатомодового одноканального ООЗ, побудованого на основі кулькових оптичних лінз, що дозволило порівняно з пристроями в яких використовуються ГСЛ суттєво знизити вимоги до точності виготовлення базових елементів конструкції ООЗ і спростити технологію його збирання.

2. КОНСТРУКЦІЯ, ПРИНЦИП ДІЇ І ТЕОРЕТИЧНИЙ АНАЛІЗ ООЗ.

Збірне креслення ООЗ приведено на рис. 1. Основними конструктивними одиницями ООЗ є корпуси 1 і 2, вставки з лінзами 3, 4; кулькові лінзи 5, 6; дворядний кульковий підшипник 7; оптичні роз'єми типу FC 8, 9.

Принцип дії пристрою пояснює спрощена оптична схема ООЗ на рис. 2. Оптичні сигнали передаються від одного світловода до іншого за допомогою оптичних лінз через повітряний простір між лінзами. Лінзи з відрізками світловодів встановлені на загальній осі обертання на певній відстані L одна від одної. Передавальний і приймальний торці світловодів встановлені в фокальних точках лінз на відстані F від краю лінзи.

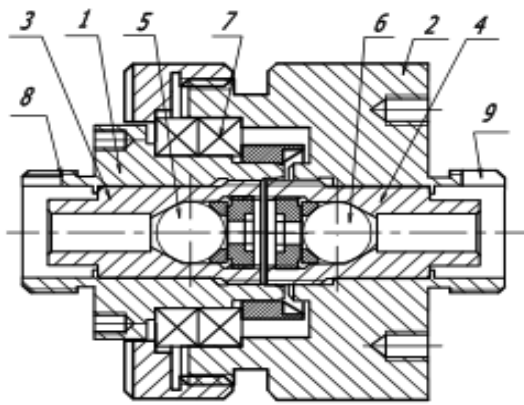


Рис. 1. Збірне креслення ООЗ.

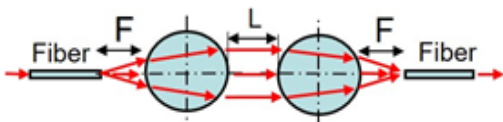


Рис. 2. Спрощена оптична схема ООЗ.

В більшості комерційних виробів ООЗ для з'єднання ООЗ з волоконними лініями використовуються вклеєні в пристрій волоконно-оптичні пігтейли. В розробленій конструкції ООЗ пігтейли не використовуються. Волоконно-оптичні кабелі приєднуються до корпусів 1 і 2 за допомогою стандартних різьбових роз'ємів типу FC. Таке схематичне рішення дозволяє приєднувати до ООЗ різні типи волоконних кабелів, що надає виробу можливість більш широкого його застосування. Крім того такий підхід значно спрощує і дешевлює конструкцію.

Для забезпечення ООЗ максимальної технологічності був проведений теоретичний аналіз його конструкції по показнику точності методом комп'ютерного моделювання. Для проведення комп'ютерного аналізу побудовано фізико-математичну модель пристрою і створено комп'ютерну програму в програмному середовищі пакету Matlab. В основі моделі лежить метод умовного розбиття площини випромінюючого торця світловода на елементарні майданчики, в кожному з котрих існує множина променів зі своїми апертурними характеристиками і інтенсивністю випромінювання (врахована діаграма направленості джерела випромінювання).

При створенні математичної моделі оптичного пристрою першочерговим завданням є вибір системи координат, зручної для проведення розрахунків. Для оптичної схеми, показаної на рис. 3, обрана прямокутна система координат з початком на торці світловода, умовно розділеного на елементарні майданчики круглої форми. Промені що випромінюються світловодом є вхідними променями в пристрій.

У загальному випадку торці світловода мають скоси по відношенню до осі світловода. У світловоді з косими торцями, промінь, що поширюється всередині світловоду уздовж його осі, поширюється на виході світловода під деяким кутом до осі в напрям-

ку, який іменується в літературі віссю виходу світловода. На рис. 3 віссю виходу є промінь I_0 . Решта променів утворюють навколо променю I_0 світловий конус. Промінь I_α на рис. 3 є граничним апертурним променем цього світлового конуса.

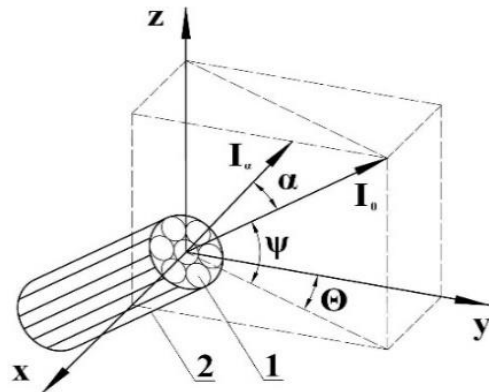


Рис. 3. Схема ходу променів на виході торця світловода в прямокутній системі координат.

1 – елементарна площина на торці світловода, з якої виходять промені; 2 – світловод.

I_0 – промінь, що розповсюджується вздовж осі виходу світловоду зі скошеним торцем. I_α – промінь, що описує світловий конус навколо променю I_0 .

Виражаючи напрямок променю I_0 через його кут нахилу θ і ψ до площини XOY і YOZ, а напрямком променю I_α через кут α між променями I_α і I_0 і через азимутальний кут φ обертання променю I_α навколо променю I_0 , можна знайти в загальному вигляді рівняння для направляючих косинусів l, m, n для променів на виході зі світловоду:

$$\begin{cases} m=1 \\ l = \frac{\cos \psi \cdot \sin \theta + \tan \alpha \cdot \sin \varphi \cdot \cos \theta - \tan \alpha \cdot \cos \varphi \cdot \sin \psi \cdot \sin \theta}{\cos \psi \cdot \cos \theta - \tan \alpha \cdot \sin \varphi \cdot \sin \theta - \tan \alpha \cdot \cos \varphi \cdot \sin \psi \cdot \cos \theta} \\ n = \frac{\tan \alpha \cdot \cos \varphi \cdot \cos \psi + \sin \psi}{\cos \psi \cdot \cos \theta - \tan \alpha \cdot \sin \varphi \cdot \sin \theta - \tan \alpha \cdot \cos \varphi \cdot \sin \psi \cdot \cos \theta} \end{cases}$$

Використовуючи дані рівняння було розраховано методами аналітичної геометрії хід променів в пристрої між торцями світловодів (торцями кабелів приєднаних до ООЗ) розташованих на роторній і статорній частинах ООЗ.

Коефіцієнт оптичного зв'язку розраховувався як відношення загальної інтенсивності усіх променів, що випромінюються торцем одного до загальної інтенсивності променів, що вводяться в торець іншого світловоду.

Розрахунки проведені для різних типів кабелів і джерел випромінювання з урахуванням їхніх апертурних характеристик (для напівпровідникового лазера, світлодіода, тощо)

Для наочного сприйняття на рис. 4 наведено в графічному виді результати розрахунку впливу на коефіцієнт пропускання ООЗ кута нахилу світловода до осі обертання. На рис. 5 представлена розрахована ротаційна залежність коефіцієнта пропускання ООЗ від ряду одночасно присутніх деструктивних

чинників. Розрахунки проведені для лінз діаметром $D=4$ мм з показником заломлення $n=1,75$. Відстань торців світловодів до лінз $F=0,32$ мм. (Розрахована фокусна відстань лінз становить 0,33 мм). Поперечне зміщення осей світловодів відносно оптичної осі лінзи $(\Delta X)fb1$ становить 3 мкм, $(\Delta X)fb2=33$ мкм. Зміщення центрів лінз від осі $(\delta X)lens1=0$, $(\delta X)lens2=30$ мкм. Відстань L між лінзами прийнята 5 мм. Розрахунки проведені для стандартних градієнтних волоконно-оптичних кабелів з діаметром сердцевини 50 мкм і числовою апертурою $NA=0,16$

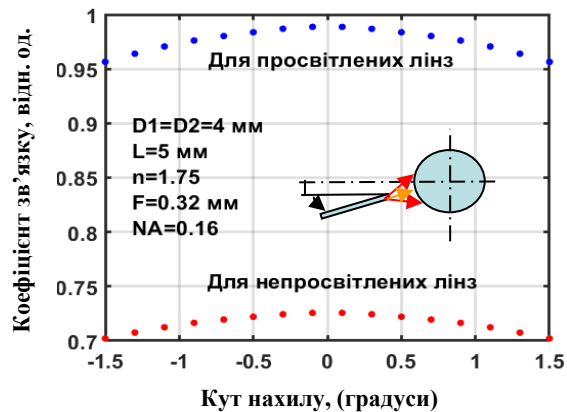


Рис. 4. Вплив на оптичні втрати в ООЗ кута нахилу світловода до осі.

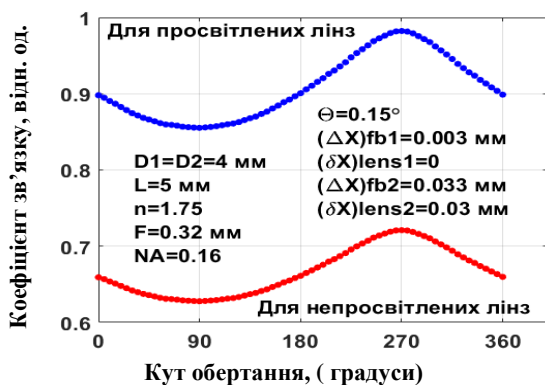


Рис. 5. Розрахована ротаційна характеристика коефіцієнту передачі ООЗ.

Комп'ютерний аналіз показав, що для створення ООЗ з високими оптичними характеристиками допустимі наступні відхилення розмірів і положень критичних конструкційних одиниць пристрою від номінальних значень: нахил світловодів до осі обертання допустимий на кут $0,5^\circ$; поперечне зміщення торців світловодів відносно осі обертання допустиме на відстань до 2,5 мкм; повздовжнє зміщення торців світловодів від фокусу лінзи допустиме на відстань ± 10 мкм.

До точності механізму ООЗ особливо високі вимоги не пред'являються. Допустимі радіальні биття вставок 3 і 4 в корпусах ООЗ на рівні 40-50 мкм.

Найбільший вплив на величину оптичних втрат в ООЗ спричиняють поперечне зміщення світловодів у коліimatorних вставках 3 і 4 відносно головної оптичної осі лінзи, яка співпадає з віссю обертання.

3. ВИСНОВКИ

Волоконно-оптичні обертові з'єднувачі на основі кулькових лінз володіють високими технічними характеристиками, конструкція проста в зібранні, технологічна і не потребує особливо високої точності для виготовлення.

Максимальна величина оптичних втрат в ООЗ не перевищує 2 дБ в складі з багатомодовими градієнтними волоконно-оптичними кабелями з діаметром сердцевини 50 мкм і числовою апертурою $NA=0,16$. Значна частина цих втрат обумовлена складовою втрат Френеля на поверхнях лінз, котрі можна зменшити до рівня 1 дБ використовуючи просвітлені лінзи. Зменшити величину оптичних втрат можна також використовуючи лінзи з меншим показником заломлення, наприклад виготовлені зі скла марки К8 ($n=1,547$),

Величина ротаційних коливань амплітуди оптичного сигналу в ООЗ з багатомодовими кабелями не перевищує 0,5 дБ.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 G. Dorsey, M. O'Brien. Fiber Optic Rotary Joints (FORJ) - Performance and Application Highlights Book, White Paper, Moog, Inc., MS3324, 02/19.
- 2 MV/ Shapar. Principles of compensation of optical rays' rotation and multi-channel optical rotary connectors, Applied Optics, vol. 57, 2018, pp. 8023-8033.
- 3 Robert W. Gilsdorf and Joseph C. Palais. Single-mode fiber coupling efficiency with graded-index rod lenses, Applied Optics, vol. 33, 1994, pp. 3440-3445.

SINGLE-CHANNEL MULTIMOD OPTICAL ROTARY JOINT

¹Shapar V.N., ¹Lysenko V.S., ²Savchuk A.V.

¹V. Lashkaryov Institute of Semiconductor Physics, NAS of Ukraine, 41 Nauky Ave., 03028 Kyiv, Ukraine

²International Center "Institute for Applied Optics", NAS of Ukraine, 10-g Kudryavska St., 04053 Kyiv, Ukraine
v.shaparv51@gmail.com

Abstract — In modern control and measuring devices for diagnosing rotating objects and communication technology between electronic devices installed on the rotating and stationary object, fiber-optical rotating joint (FORJ) have recently in new developments been increasingly used instead of electric slip ring. In this work, the development of a wide-band small-sized single-channel FORJ (built on the basis of ball optical lenses) is made. The design of the device is given, its comprehensive theoretical computer analysis depending on various design factors is presented. The paper also presents the results of experimental studies of FORJ. The design is characterized by high manufacturability, simplicity of assembly, low requirements concerning accuracy of the sizes and the form of separate constructive components and knots of FORJ.

Keywords: fiber optic rotary joint, fiber optic collimator, graded-index (GRIN) lenses, ball lenses.

КУТОВІ ВІДГУКИ ПОВЕРХНЕВОГО ПЛАЗМОННОГО РЕЗОНАНСУ ПРИ ЗБУДЖЕННІ В КОНФІГУРАЦІЇ ПРИЗМИ КРЕЧМАНА

Шинкаренко О.В., Бекетов Г.В.

Інститут фізики напівпровідників ім. В. Є. Лашкарьова НАН України, Київ, пр. Науки 41, Україна

o.shynkarenko@isp.kiev.ua

Анотація - Представлено теоретичне моделювання збудження ППР в конфігурації Кречмана з застосуванням матричного методу Ф. Абеле та їх порівняння з результатами експериментального дослідження оптичних характеристик системи лінійних однорідних шарів.

Ключові слова: поверхневий плазмонний резонанс; оптичні константи, геометрія Кречмана

1. ВСТУП

Для дослідження специфічних біомолекулярних взаємодій, таких, як реакції антиген-антитіло, фермент-субстрат та багатьох інших молекул до провідної поверхні, а також для вивчення інших поверхневих процесів, які супроводжуються формуванням тонких поверхневих шарів, широко використовують явище поверхневого плазмонного резонансу (ППР, англійською - Surface plasmon resonance, SPR) [1,2]. ППР - це резонансне збудження коливань електронів на межі поділу між матеріалами з негативною та позитивною проникністю, ініційоване падаючим р-поляризованим світлом. На практиці для збудження ППР застосовуються тонкі плівки так званих *плазмон-резонансних металів* (Ag, Au, Cu, In та деякі інші), оптичні властивості яких у робочому діапазоні довжин хвиль характеризуються високими значеннями дійсної частини показника заломлення, та низькими ($\leq 0,2 - 0,4$) уявної. Слід також зазначити, що крім резонансного збудження коливань електронів провідності у металах можливе також резонансне збудження коливань зв'язаних електронів у діелектриках на довжинах хвиль, що відповідають полюсам поглинання. Таке збудження називають поверхневим *плазмон-поляритонним резонансом*.

Найбільш зручна і широко розповсюджена оптична конфігурація для збудження ППР у тонких металевих плівках, відома як конфігурація Кречмана, ґрунтується на застосуванні явища повного внутрішнього відбиття світла (Рис.1).

При цьому збуджується нерадіаційна електромагнітна поверхнева хвиля - поверхневий плазмон (ПП), що поширюється вздовж межі поділу між плівкою металу та зовнішнім середовищем, яке може бути рідиною, повітрям, хімічно активною газом сумішшю та ін.. Коливання поверхневих плазмонів дуже чутливі до змін оптичних параметрів середовища у тонкому (100 - 200 нм) шарі, суміжному з поверхнею металу, завдяки чому цей метод є поверхнево-чутливим. У експерименті ця чутливість проявляється як зміна форми та зсув мінімуму кутової залежності коефіцієнта відбиття світла («резо-

нансної кривої») в умовах, показаних на Рис.1.

Нижче розглядається розрахунковий апарат, який дозволяє визначити оптичні параметри та товщину поверхневих шарів (n , k , d), виходячи з експериментальних резонансних кривих.

2. МЕТОДИ ТА РЕЗУЛЬТАТИ

В даній роботі використана схема Кречмана для збудження ППР (рис.1), досліджувались експериментальні та теоретичні дані залежності коефіцієнту відбиття світла від кута падіння (рис.2).

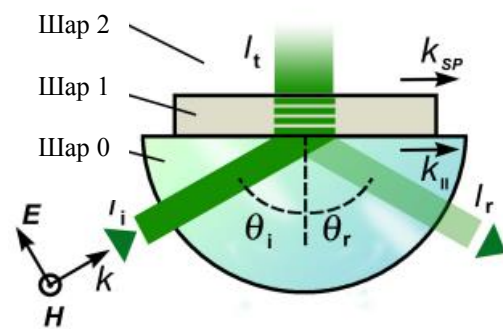


Рис.1. Схема Кречмана для збудження ППР. Шар 0 — скляна призма, 1 — плівка Ag чи Au, 2 — зовнішнє середовище (рідина або газ).

При збудженні ППР спостерігається різке зменшення інтенсивності відбитого світла, зумовлене збільшенням втрат при поширенні ПП.

Експериментальні криві ППР представляють собою кутові залежності інтенсивності відбитого світла від межі поділу метал – діелектрик.

Теоретичний розрахунок оснований на узагальненні формул Френеля для відбиття світла та застосуванні матричного методу Абеле для розрахунку узагальнених поверхневих адмітансів (поверхневої провідності) багатошарової структури. Для моделювання збудження поверхневих плазмонів в роботі використано наближення однорідних ізотропних плоскопаралельних шарів. Коефіцієнт відбивання р-поляризованого світла для такої системи можна записати у вигляді:

$$R_p = -(u_{0p} - Y_p) / (u_{0p} + Y_p) \quad (1)$$

де Y_p - узагальнений поверхневий адмітанс багатошарової системи за виключенням зовнішнього середовища, а u_{0p} - поверхневий адмітанс зовнішнього середовища для р-поляризованого світла.

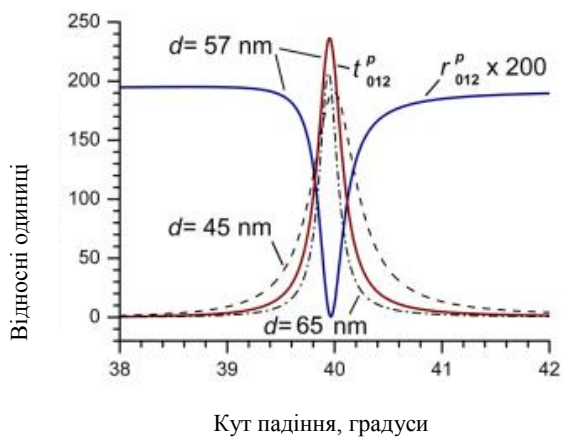


Рис.2. Обчислені коефіцієнти відбиття та коефіцієнти пропускання для різних шарів Ag в залежності від кута падіння (товщина шару d вказана на рисунку). Оптичні константи Ag становили $k = 0,052$; $n = 3,4$

Значення цих величин можна отримати з наступних матричних виразів:

$$\begin{pmatrix} 1 \\ Y_p \end{pmatrix} = \prod_{j=1}^J \begin{pmatrix} \cos \delta_j & \frac{i}{u_{jp}} \sin \delta_j \\ i u_{jp} \sin \delta_j & \cos \delta_j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ u_{jp} \end{pmatrix} \quad (2)$$

Тут J – загальна кількість шарів системи, δ_j – фазова товщина шару j :

$$\delta_j = 2\pi N_j \frac{d}{\lambda} \cos \phi_j, \quad (3)$$

u_{jp} – поверхневий адмітанс j -го шару:

$$u_{jp} = \frac{N_j}{\cos \phi_j} = N_j^2 / \sqrt{N_j^2 - N_0^2 \sin^2 \phi_0}, \quad (4)$$

де $N_j = n_j - i k_j$ – комплексний показник заломлення, ϕ_j – кут падіння світла всередині j -го середовища, λ – довжина хвилі, d_j – товщина j -го шару, ϕ_0 – зовнішній кут падіння світла. Поверхневі адмітанси u_{op} та u_{jp} відносяться відповідно до навколишнього середовища та матеріалу призми повного внутрішнього відбиття.

Матричний метод дозволяє розрахувати форму резонансної кривої за відомими параметрами шарів відбиваючої системи, тобто розв'язати пряму задачу відбивання.

Для визначення оптичних параметрів та товщини адсорбованого шару на поверхні плівки металу на підставі експериментальних даних необхідно розв'язати зворотню задачу відбивання, що можна зробити за допомогою чисельних методів. Для цього в роботі був застосований метод Нелдера-Міда [3], який нечутливий для «шорсткості» цільової функції та вважається найшвидшим за умови відносно невеликої кількості невідомих параметрів (<7).

Метод Нелдера-Міда мінімізує цільову функцію $F(x)$, яка вибирається в залежності від конкретної задачі. Позначимо набір параметрів моделі $x(n, k, d$

для різних шарів, відповідно показник заломлення, коефіцієнт поглинання та товщина шару), тоді цільову функцію $F(x)$ для мінімізації можна записати у вигляді суми квадратів

$$F(x) = \sum_i [R_i(x) - R_i^0]^2, \quad (5)$$

де $R_i(x)$ — розраховані значення коефіцієнта відбивання для різних кутів падіння світла ϕ_j , а R_i^0 – відповідні експериментальні значення.

В роботі детально розглядається структура алгоритму мінімізації з урахуванням наявності мінімуму на резонансній кривій, впливу різних ділянок цієї кривої на збіжність розробленого алгоритму та однозначність визначення параметрів відбиваючої системи, а також обмеженості на кількість параметрів, які можна визначити однозначно, що впливають з фізичної моделі явища ППР.

3. ВИСНОВКИ

Представлено алгоритм для визначення оптичних параметрів шаруватої системи на основі експериментальних даних поверхневого плазмонного резонансу, розрахункового матричного методу Абеле та методу безумовної оптимізації Нелдера-Міда. Були вираховані значення оптичних параметрів багатопаралельних плоскопаралельних систем при збудженні ППР в геометрії Кречмана.

Одержані результати можуть бути застосовані для аналізу експериментальних даних дослідження специфічних біомолекулярних взаємодій, а також інших поверхневих процесів

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 Beketov, G. V., Shynkarenko, O. V., Yukhymchuk, V. O. Optical arrangement for surface plasmon-assisted directional enhanced Raman scattering spectroscopy. *Spectrochimica Acta Part A: Molecular and Biomolecular Spectroscopy*, 2019, 219, 488-495.
- 2 Beketov, G. V., Shirshov, Y. M., Shynkarenko, O. V., Chegel, V. I. Surface plasmon resonance spectroscopy: prospects of superstrate refractive index variation for separate extraction of molecular layer parameters. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 1998, 48(1-3), 432-438.
- 3 J. A. Nelder and R. Mead, *Computer Journal*, 1965, vol. 7, p. 308–313.

ANGULAR RESPONSES OF SURFACE PLASMON RESONANCE BASED ON THE KRECHMAN PRISM CONFIGURATION

Shynkarenko OV, Beketov GV
Institute of Semiconductor Physics. VE Lashkareva NAS of
Ukraine, Kyiv, 41 Nauki Ave., Ukraine
o.shynkarenko@isp.kiev.ua

Abstract — Theoretical modeling based on Abel matrices and experimental studies of the optical characteristics of a system of linear homogeneous media during PPR excitation in the Kretschman configuration are presented.

Key words: surface plasmon resonance; optical constants, Kretschman geometry.

ЗАСТОСУВАННЯ АНІЗОТРОПНОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛУ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ДІЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРОНИКНОСТІ МАТЕРІАЛІВ І РІДИН

Шматько¹ О.О., Одаренко^{1,2} Є.М., Вертій² О.О.

¹ кафедра фізики НВЧ, Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна, alexandr.a.shmatko@univer.kharkov.ua, sh47@ukr.net

² Харківський національний університет радіоелектроніки yevhen.odarenko@nure.ua, alexey.vertiy@gmail.com

Анотація – Представлено новий поляриметричний метод вимірювання діелектричної проникності матеріалів і рідин на основі анізотропного фотонного кристалу. Теоретично розв'язана задача розсіяння плоских електромагнітних хвиль двох ортогональних поляризацій методом матриці передачі і знайдено в аналітичному вигляді коефіцієнти проходження хвиль та визначено кут нахилу площини поляризації хвилі для повного поля за кристалом. Проведено аналіз зміни кута в залежності від параметрів анізотропного кристалу і встановлено його зв'язок з діелектричною проникністю вимірюваного зразка середовища за повним проходження хвиль на різних частотах. Розраховано кути повороту площини поляризації для різних значень діелектричної проникності одного із шарів фотонного кристалу. Показана висока чутливість методу знаходження діелектричної проникності зразків на фотонному анізотропному поляриметрі.

Ключові слова: поляриметрія, фотонні кристали, вимірювання діелектричної проникності, поляризація хвиль

1. ВСТУП

Фотонні кристали (ФК) знаходять широке застосування в різних додатках сучасної науки і техніці терагерцового, мікрохвильового і оптичного діапазонів [1, 2]. Особливості проходження електромагнітних хвиль через такі структури повністю залежать від матеріальних параметрів і геометричних розмірів шарів ФК. До теперішнього часу є багато публікацій, в яких розглядаються різні методи діелектричних вимірювань в діапазонах мм та субмм хвиль. Досить повний огляд методів вимірювання можна знайти в роботах [3-7].

Відомо, що для Е- і Н- поляризованих хвиль коефіцієнти відбиття та проходження через обмежений одновимірний ФК мають різні значення. Якщо в обмеженому ФК один із шарів на періоді вибрати анізотропним (наприклад, кристалічний кварц), а другий шар (зразок) – ізотропним матеріалом або рідиною, то поляризація хвилі після проходження через структуру буде змінюватись. Тангенс кута нахилу поляризації, який визначається через відношення двох компонент електричного поля, залежить від значення діелектричної проникності досліджуваного зразка. За зміною кута визначається і значення

діелектричної проникності ізотропного шару.

В цій роботі наведеним вище методом проведено вимірювання діелектричної проникності рідини в якості якої було вибрано бензин з різним октановим числом.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Для визначення залежності кута нахилу площини поляризації хвилі на виході одновимірного ФК необхідно розв'язати дві електродинамічні задачі для Е- і Н-поляризацій випромінювання.

На першому етапі необхідно знайти власні хвильові числа Флоке-Блоха для обох поляризацій в нескінченному одновимірному ФК з двома різними шарами на періоді. Така задача розв'язується за допомогою методу матриці передачі і теореми Флоке. В результаті для такої структури отримано дисперсійні рівняння для визначення хвильових чисел Флоке-Блоха, які знаходяться у аналітичному вигляді для ТЕ і ТМ власних хвиль ФК для довільних розмірів шарів і їх матеріальних параметрів.

На другому етапі розв'язуються електродинамічні задачі дифракції ТЕ і ТМ плоских хвиль на Брегівській структурі. Для знаходження коефіцієнтів проходження плоских хвиль через таку періодичну структуру застосовується також метод матриці передачі на періоді ФК і структури в цілому. В результаті використання цього методу отримано в аналітичному вигляді через елементи матриці передачі коефіцієнти відбивання і проходження хвиль для Е- і Н- поляризацій. Завдяки властивості унімодулярності матриці передачі для обмеженого ФК вдається отримати аналітичні вирази для коефіцієнтів проходження хвиль через матрицю передачі на одному періоді ФК. На третьому етапі це дозволило отримати формулу для кута нахилу площини поляризації через знайдені аналітичні вирази коефіцієнтів проходження для двох ортогональних поляризацій.

Таким чином на основі отриманих аналітичних виразів для хвильових чисел безмежного анізотропного ФК і коефіцієнтів проходження хвиль було розраховано залежність кута нахилу площини поляризації від діелектричної проникності бензину, яка характеризує його октанове число.

В якості прикладу розрахунку діелектричної проникності бензину з різним октановим числом від 76 до 95 (діелектрична проникність якого змінювалась в діапазоні 2-2.2) було вибрано ФК з скінченним числом його періодів на основі кристалічного

альфа-кварцу з відомими з літературних джерел діагональними елементами тензору діелектричної проникності [8]. Завдяки розробленому методу було розраховано кут нахилу площини поляризації в інтервалі зміни діелектричної проникності бензину для вибраної частоти сигналу, на якій проводяться вимірювання. Частота, на якій проводились розрахунки вибиралась такою, що відповідає умові реалізації найбільшої крутизни амплітудно-частотної характеристики для двох поляризацій. Це область на межі смуги запирання нескінченного ФК.

Встановлено, що зміна діелектричної проникності бензину на 0.01-0.02 призводить до зміни кута нахилу площини поляризації на декілька градусів, що вказує на високу чутливість запропонованого методу вимірювання діелектричної проникності досліджуваного середовища.

3. ВИСНОВКИ

Запропонований новий метод вимірювання діелектричної проникності матеріалів і рідин на основі анізотропного ФК за рахунок виміру кута нахилу площини поляризації показав його високу ефективність завдяки значній його чутливості. Це вказує на перспективу його застосування для вимірювання діелектричної проникності широкого кола твердих речовин та рідин в мм, субмм та оптичному діапазонах.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 J. D. Joannopoulos, S. G. Johnson, J. N. Winn, and R. D. Meade, *Photonic Crystals: molding the flow of light*. Princeton University Press, 2008.
- 2 Q. Gong, X. Hu, *Photonic Crystals: Principles and Applications*. Taylor and Francis Group, 2013.
- 3 J. R. Birch, R. N. Clarke, Dielectric and optical measurements from 30 to 1000 GHz. *J. Radio and Electronic Engineer*. V. 52. № 11-12, 1982; 565-584.
- 4 M. T. Jilani, M. Z. Rehman, A. M. Khan, M. T. Khan, and S. M. Ali, A brief review of measuring techniques for characterization of dielectric materials, *Int. J. of Information Techn. and Electrical Engineering*, vol. 1, no. 1, 2012; 1–5.
- 5 А. А. Вертий, С. П. Гаврилов, В. Н. Деркач. Применение многослойного перестраиваемого интерференционного зеркала для измерения оптических параметров и постоянных (n, k) образцов в диапазоне миллиметровых волн. *Электроника миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов*. Сб. науч.

трудоу. Киев, Наук. думка. 1988; 195-203.

6 А. А. Вертий, С. П. Гаврилов, В. Н. Деркач and V. P. Shestopalov, "Application of multilayer structures at millimeter wavelength," *Int. J. of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 10, no. 10, 1989; 1193-1206.

7 В. Н. Мизерник, А. А. Шматько Определение материальных параметров и толщины промышленных магнитодиэлектрических и ферритовых образцов с металлической подложкой. *Ж. «Физическая инженерия поверхности»*, Изд-во ХНУ, Т.8, №4, 2010; 287–305.

8 С. Sevik, and C. Bulutay, Theoretical study of the insulating oxides and nitrides: SiO_2 , GeO_2 , Al_2O_3 , Si_3N_4 , and Ge_3N_4 . *J. Mater. Sci.*, vol. 42, 2007; 6555–6565.

APPLICATION OF ANISOTROPIC PHOTONIC CRYSTAL FOR SOLIDS AND LIQUIDS PERMITTIVITY DETERMINATION

Shmat'ko¹ A.A., Odarenko^{1,2} E.N., Vertiy² A.A.

¹ *Department of Microwave Physics,
V. N. Karazin Kharkiv National University
Kharkiv, Ukraine*

alexandr.a.shmatko@univer.kharkov.ua

² *School of Electronics and Biomedical Engineering,
Kharkiv National University of Radio Electronics
Kharkiv, Ukraine*

yevhen.odarenko@nure.ua, alexey.vertiy@gmail.com

Abstract — A new polarimetric method for measuring the dielectric constant of materials and liquids based on an anisotropic photonic crystal is presented. The problem of scattering of plane electromagnetic waves of two orthogonal polarizations by the method of transmission matrix is theoretically solved. Wave transmission coefficients are found in the analytical form and the tilt angle of the polarization plane for the full field behind the crystal is determined. The analysis of the dependence of the tilt angle on the anisotropic crystal parameters is carried out and its connection with the dielectric constant of the measured sample of the medium at the full passage of waves at different frequencies is established. The angles of polarization plane rotation for different values of the dielectric constant of gasoline in one of the layers of the anisotropic structure are calculated. The high sensitivity of the method of finding the dielectric constant of samples on the base of considered polarimeter is shown.

Key words: polarimetry, photonic crystals, measurement of dielectric constant, wave polarization

ДВОВИМІРНА ПРОСТОРОВА ІМПУЛЬСНА ХАРАКТЕРИСТИКА ОБ'ЄКТИВА ТЕЛЕВІЗІЙНОЇ КАМЕРИ, ЩО ЇЇ ВИЗНАЧАЮТЬ З УРАХУВАННЯМ ГЛИБИННОЇ КООРДИНАТИ ОБ'ЄМНОЇ СЦЕНИ

Гофайзен О.В., Кійко С.М.

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова
ДП «Український науково-дослідний інститут радіо та телебачення»
oleg.gofaizen@gmail.com, svetlanankiyko@gmail.com

Анотація. В роботі наведено математичний опис ідеалізованої просторової імпульсної характеристики об'єктива телевізійної камери, яку може бути визначено з урахуванням дифракційного обмеження чіткості передаваного зображення та розмиття зображення оптичною системою, визначеного для заданих відстаней між головною площиною об'єктива та точками передаваної сцени і параметрами налаштування об'єктива.

Ключові слова: телевізійна камера, об'єктив, чіткість, кружок розмиття точки, дифракційні обмеження

Елементом, що впливає на якість зображення, що її забезпечує телевізійна камера, в значній мірі є об'єктив. Зокрема, об'єктив може обмежувати чіткість зображення, яку визначають його параметри і налаштування.

Чіткість зображення передаваної сцени, проєктованого на площину сенсорної матриці, яка здійснює перетворення світло-сигнал, що її забезпечує об'єктив, залежить від його фокусної відстані, відносного отвору, від співвідношення відстані між точками передаваної сцени та головною площиною об'єктива.

В теперішній час може бути досягнуто високу якість роботи телевізійних об'єктивів, в тому числі, об'єктивів, що забезпечують передавання телевізійних зображень стандарту 4К [1]. Проте залишається відкритим питання, в якій мірі забезпечено якість за широкою варіації глибинної координати передаваної сцени, та як ця якість залежить від параметрів об'єктива та його налаштування.

Об'єктивам притаманна ціла низка можливих спотворень, що можуть суттєво

впливати на чіткість зображення. Гранично досяжна якість визначається дифракційною границею, якій відповідає можливий верхній поріг досяжної чіткості [2–5]. З роботи [1] слід, що чіткість може суттєво змінюватися від помітно зниженої до чіткості, що відповідає тільки дифракційному обмеженню.

Спотворення, пов'язане з дифракційним обмеженням, може бути охарактеризовано кружком розмиття точки, тобто двовимірною імпульсною характеристикою об'єктива, яку визначає формула [4]:

$$g_{\text{дифр.}\lambda}(x, y) = \left(\frac{kD^2}{8R} \right)^2 \left[2 \frac{J_1(kDr/2R)}{kDr/2R} \right]^2,$$

де $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – хвильове число, λ –

довжина хвилі світла, $J_1(\cdot)$ – функція Бесселя першого порядку, $r = \sqrt{x^2 + y^2}$, D – діаметр зірця об'єктива, R – відстань від площини передаваної сцени до вхідного зірця об'єктива.

Необхідно враховувати, що формула (1) стосується до однієї довжини хвилі λ , хоча світовий потік від передаваної сцени охоплює всі довжини хвиль від синьої ($\lambda_1 = 380$ нм) до червоної ($\lambda_2 = 720$ нм) границь видимого діапазону. Відомо два підходи до застосування формули (1) – виходячи із середньої довжини хвилі видимого діапазону, наприклад, 550 нм, або з усередненням для всіх довжин хвиль з урахуванням функції видимості $v(\lambda)$ та приведення до єдиного рівня потужності світового потоку у видимому ді-

апазоні. Другий підхід представляється більш правильним, та йому відповідає усереднення по формулі [2]:

$$\bar{g}_{\text{дифр.}}(x, y) = \frac{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \frac{v(\lambda)}{\lambda^2} g_{\text{дифр.}\lambda}(x, y) d\lambda}{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \frac{v(\lambda)}{\lambda^2} d\lambda},$$

де $v(\lambda)$ – функція видимості монохромного випромінювання з довжиною хвилі λ .

Гранично досяжна чіткість зображення, що відповідає двовимірній імпульсній характеристиці $\bar{g}_{\text{дифр.}}(x, y)$, може бути реалізована тільки у фокальній площині об'єктива. Будь яке зміщення від фокальної площини, що має місце під час зйомки об'ємної сцени, буде приводити до зниження чіткості зображення, й це зниження може бути охарактеризовано двовимірною просторовою імпульсною характеристикою:

$$g_o(x, y) = \frac{1}{\pi r^2} \text{circ}\left(\frac{x}{r}, \frac{y}{r}\right),$$

де r – радіус кружка розсіювання, що його визначають формулою [6]:

$$r(z) = \frac{D}{2} \left(\frac{f}{z} \right) \left| \frac{z - R}{z} \right|,$$

де f – фокусна відстань, R – відстань, на якій здійснюють наведення на різкість, z – глибинна координата точки простору, для якої визначено радіус r .

Результуюча двовимірна імпульсна характеристика об'єктива, що відповідає дифракційній границі та відповідно точці зображення з глибинною координатою z , визначається згортокою визначених формулами (2) і (3) двовимірних імпульсних характеристик:

$$g_{\Sigma}(x, y) = \bar{g}_{\text{дифр.}}(x, y) \otimes g_o(x, y).$$

Таким чином, для будь якої комбінації зазначених вище параметрів може бути розраховано двовимірну просторову

імпульсну характеристику і відповідно може бути визначено залежність показника чіткості зображення, який може бути визначено по результируючій імпульсній характеристиці, від параметрів об'єктива та його налаштувань, що може скласти основу корекції спотворень, що можуть мати місце.

ЛІТЕРАТУРА

- 1 Ryuji Nurishi, Tsuyoshi Wakazono, and Fumiaki Usui "Cine-servo lens technology for 4K broadcast and cinematography", Proc. SPIE 9580, Zoom Lenses V, 95800F (3 September 2015); <https://doi.org/10.1117/12.2188841>
- 2 Сокольский М.Н. Допуски и качество оптического изображения. – Л.: Машиностроение, 1989. – 221 с. ISBN 5-217-00547-5
- 3 Э. Бетенски, Р. Хопкинс, Р. Шеннон, У. Пек, У. Вольф, У. Уэзерелл, У. Свинделл, Дж. Холл / Проектирование оптических систем: пер. с англ. под ред. Р. Шеннона, Дж. Вайанта. – М.: Мир, 1983. – 432 с.
- 4 Иночкин Ф.М., Круглов С.К., Бронштейн И.Г. Преодоление дифракционного предела при оптических измерениях границ объектов // Информационно-измерительные системы. 2018. – № 1. – С. 96-105
- 5 Дж. Гудмен Введение в Фурье-оптику. Пер. с англ. В.Ю. Галицкого, М.П. Головия. – М.: Мир, 1970. – 364 с.
- 6 Глибина різко зображуваного простору – Вікіпедія. https://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%93%D0%B8%D0%B1%D0%B8%D0%BD%D0%B0_%D1%80%D1%96%D0%B7%D0%BA%D0%BE_%D0%B7%D0%BE%D0%B1%D1%80%D0%B0%D0%B6%D1%83%D0%B2%D0%B0%D0%BD%D0%BE%D0%B3%D0%BE_%D0%BF%D1%80%D0%BE%D1%81%D1%82%D0%BE%D1%80%D1%8

TWO-DIMENSIONAL SPATIAL PULSE RESPONSE OF TELEVISION CAMERA LENS DETERMINED TAKING INTO ACCOUNT THE DEPTH COORDINATE OF 3D SCENE

Gofaizen O.V., Kiiko S.M.

Annotation. The paper gives a mathematical description of the idealized spatial pulse response of television camera lens, which can be determined taking into account the sharpness of the transmitted image diffraction restriction and image blur by the optical system, defined for given distance between lens main plane and points of the transmitted scene and lens settings.

Keywords: television camera, lens, sharpness, confusion circle, diffraction limitations

METHOD OF DETERMINING A COMPLEX ENVIRONMENTAL TOTAL SIGNAL FROM SPATIALLY SPATED TRANSMITTERS

Saiko Volodymyr, Doctor of Technical Sciences, Professor
Taras Shevchenko National University of Kyiv

vgsaiko@gmail.com

Narytnik Teodor, , PhD

Institute of Electronics and Communications of the Ukrainian Academy of Sciences,

director@mitris.com

Valeriy Hladkykh, PhD

Odessa National O.S. Popov Academy of Telecommunications,

informatics.onas@gmail.com

Syvko Nataliia,

Odessa National O.S. Popov Academy of Telecommunications,

onazkafedratk@gmail.com

Abstract - A method for parametric synthesis of an algorithm for determining a complex envelope receiving signal from spatially spaced low-power transmitters is presented, in which the introduction of a redefined basis is proposed. The results of modeling in the Matlab software environment of the numerical solution of the problem of restoring the total received signal from spatially spaced transmitters by the regularization method are presented.

Keywords: spatially spaced transmitters, regularization method, interference immunity reception, intersatellite communication channels.

Introduction. The research direction on creating multi-position systems based on low-power transceivers for building terahertz low-satellite communication channels of low-orbit satellite systems with the architecture of a “distributed satellite” is new [1,2], therefore, to ensure their further practical use, developers pay special attention to the application methods for solving ill-posed problems for the synthesis of algorithms and reception methods that allow signal recovery and provide noise-immune reception of signals. In [3], a method for searching for the optimal regularization parameter for receiving signals with reconstruction, which are emitted by spatially separated transmitters, was proposed for the noise-immunity receiving method. It allows you to adaptively adapt the regularization parameter in the process of reception to the changing conditions of the noise environment, achieving optimal signal recovery, ensuring the highest possible level of regularization.

The purpose of this work is to develop a method for determining the complex envelope of the receiving signal from spatially spaced low-power transmitters.

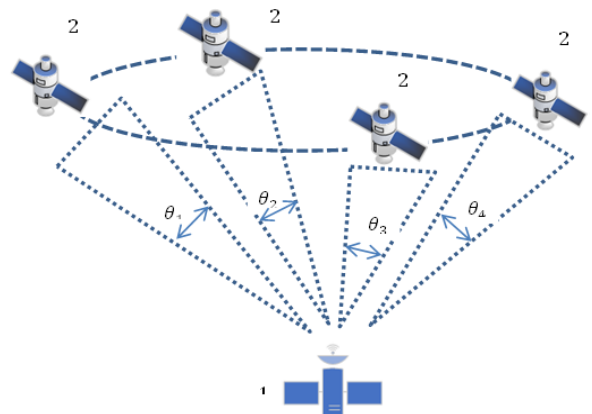
Formulation of the problem. Consider the problem of receiving signals from spatially separated transmitters in this formulation. There are N spatially transmitted transmitters with azimuthal coordinates on the air $\theta = [\theta_1, \theta_2 \dots \theta_n]$, coordinates elevation angles $\beta = [\beta_1, \beta_2 \dots \beta_n]$ and amplitudes of emitted signals

$u(t) = [u_1(t), u_2(t) \dots u_n(t)]$;

$y(t) = [y_1(t), y_2(t) \dots y_w(t)]$ - complex envelope of the outputs of the elements of the antenna system, where w is the number of elements of the antenna system (Fig. 1)

In the general case, the mathematical model of the problem has the following form [4]

$$A(\theta, \beta)u(t) + n(t) = y(t), \quad t = \{t_1, t_2, \dots, t_q\}, \quad (1)$$



1 – приймальний пристрій супутника-регресора. 2 – передавальні пристрої супутників-регресорів. $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$ – углові робочі сектори.

Fig. 1 Structure of a model for receiving signals from spatially separated transmitters

where $n(t)$ - additive normal distributed interference vector,

$A(\theta, \beta)$ - matrix characterizing phase incursions on the elements of the antenna system, taking into account its specific geometry and type of signal;

$t = \{t_1, t_2, \dots, t_q\}$ - discrete set of time samples.

System (1) - a system of nonlinear equations for unknowns θ, β, u . Equations (1) can be written for each time $t_i, i = 1, 2, \dots, T$, that is, it is possible to obtain T solutions for various points in time, and then, using well-known algorithms, form the final solution on the basis of them. But it is more appropriate from the point of view of using the output information to combine the

subsystems recorded for each moment in time into a single system of equations. Then the system of equations will have the following form:

$$\begin{cases} A(\theta, \beta)u(t_1) + n(t_1) = y(t_1) \\ \dots \dots \dots \\ A(\theta, \beta)u(t_e) + n(t_e) = y(t_e) \end{cases} \quad (2)$$

Methodology of decision. Next, we determine the amplitude for each signal entering the antenna system u_p at given coordinates of spatially separated transmitters (azimuth θ_p and angles β_p).

It should be borne in mind that the functional is formed to determine the estimates of the listed parameters will have a complex form. And the main difficulty in finding the global minimum of a functional by the least squares method lies in its extremeness, when the value of the functional at the points of local minima differs little from what the value at the point of the global minimum (Fig. 2).

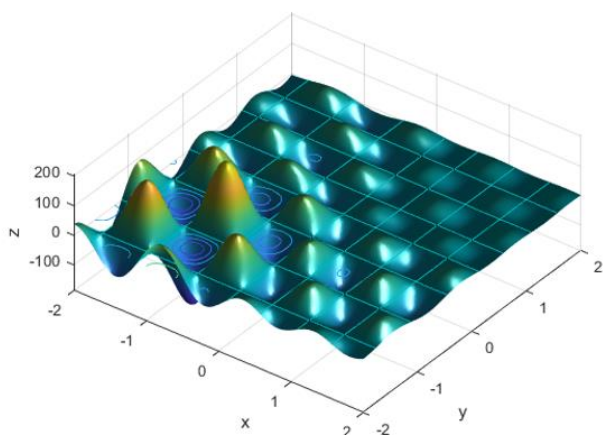


Fig. 2 Functionality of the least squares method

Therefore, it is difficult to choose the initial approximation for the minimization algorithm, and the algorithm itself is quite complicated. It should be noted that in this case the real functional, which is minimized, depends on N values of the amplitudes for the given coordinates of spatially separated transmitters (azimuth θ_p and angles β_p).

Therefore, it is advisable to simplify the solution of this problem, replace the original nonlinear problem with a linear problem, introducing an overdetermined basis. A new task is to evaluate the intensity of the radio signals entering the antenna system at certain (fixed) angles in a given range.

We assume that the given interval of possible values of the spatial coordinates of the azimuth from $0^0 \dots 360^0$ and angles from $0^0 \dots 90^0$. Let us introduce the azimuth gradation on this interval $\theta_p = [\theta_{p1}, \theta_{p2}, \dots, \theta_{pk}]$ and gradation of angles position $\beta_p = [\beta_{p1}, \beta_{p2}, \dots, \beta_{pk}]$. In system (1), a matrix $A(\theta, \beta)$ replace matrix $A(\theta_p, \beta_p)$. After this replacement, only the amplitudes of the corresponding azimuths remain unknown in the original system θ_p and angles position β_p . We obtain a system of linear algebraic equations (SLAE) with respect to the vector of unknowns u :

$$A(\theta_p, \beta_p)u(t) + n(t) = y(t), \quad t = \{t_1, t_2, \dots, t_q\} \quad (3)$$

Number of elements of the vector amplitude signal $u(t)$ (The number of columns of the system matrix increases to the product of gradations of azimuths and elevation angles. Having solved system (3), we find the estimates of the amplitudes at given intervals of azimuths and angles position.

Thus, the introduction of gradations of azimuths and angles position not only solves the problem of non-linear dependence of the functional, it is minimized from azimuths and angles position of spatially separated transmitters, but the problem of determining the amplitudes of receiving signals depending on the number of spatially separated transmitters. Naturally, the use of this approach entails a number of difficulties, the main of which is an increase in the dimension of the system of equations. But this problem is solved by applying methods for solving SLAE. So, having solved SLAE (3), we obtain information about the relative amplitudes of the emitted signals of spatially spaced transmitters at given azimuths and angles position or the amplitudes of the received signals depending on the number of transmitters at given azimuths and angles position. Despite the fact that we have freed ourselves from a direct estimation of the parameters θ i β , Problems (1) and (3) remain incorrect both in their physical nature and due to the presence of measurement errors in the quantities included in the mathematical model. The ratio of the greatest own is quite large. Therefore, to solve these problems it is necessary to use regularization methods.

To solve such a problem, a program was developed in the Matlab software environment for solving the problem by the regularization method [5], that is, by reducing the original problem to the solution of the correct Fredholm equation of the second kind with the corresponding regularization parameter (Fig. 3 a, b).

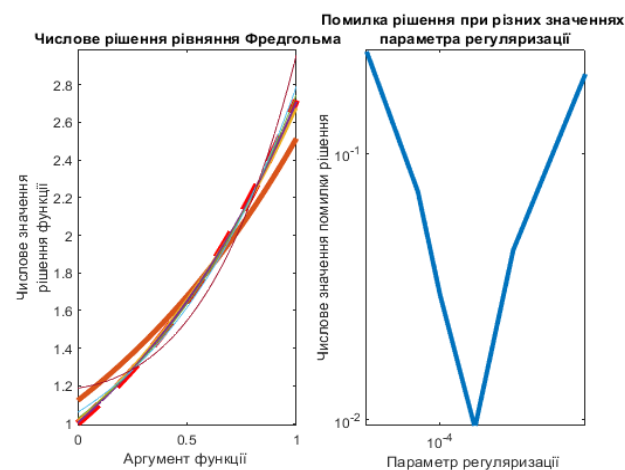


Fig. 3. Numerical solution of an incorrect problem by the regularization method

In fig. 3a (left) are graphs of the numerical solution for various values of the regularization value. It can be seen that both too large values and too small values lead to large differences from the analytical solution. The analytical solution is presented in Fig. 3, and in the form of a thick dashed line. In fig. 3b (right) shows the de-

pendence of the error of the numerical solution on the regularization parameter. From Fig. 3, b expressive, one can see the presence of the optimal value of the regularization parameter at which the error reaches a minimum.

CONCLUSIONS

1. The solutions of the problem of receiving signals from spatially separated transmitters to determine the amplitudes of the reception signals in the given working sectors are proposed, in which the introduction of an overdetermined basis is proposed, which made it possible to replace the original nonlinear problem with an equivalent linear problem of determining the amplitudes of the received signals.

2. The results of modeling in the Matlab software environment a numerical solution of the problem of reconstructing the total received signal from spatially separated transmitters by the regularization method are presented, in which the method of raising the original problem to solving the correct Fredholm equation of the second kind with the corresponding regularization parameter is used.

REFERENCES

1. Патент на корисну модель 141528 Україна, Н 04 В 7/185. Система низькоорбітального супутникового зв'язку із FC-архітектурою / Сайко В.Г., Домрачев В.М., Наритник Т.М., Сивкова Н.М; заявл.24.10. 2019; опубл. 10.04.2020 // Бюл. № 7.
2. Патент на корисну модель 134409 Україна, Н 04 В 7/185 Система низькоорбітального супутникового зв'язку/ Наритник Т.М., Сайко В.Г., Авдєєнко Г.Л., Казіміренко В.Я., Сарапулов С.В; заявл.29.12. 2018; опубл. 10.05.2019 // Бюл. № 9.
3. Сайко В.Г. та ін.. Алгоритм обробки сигналів багатопозиційної системи, що використовує принцип просторово-розподіленого випромінювання / The 3 rd International scientific and practical conference - Eurasian scientific congress (March 22-24, 2020) Barca Academy Publishing, Barcelona, Spain. 2020. 475 p./ 155-160 p.
4. D. M. Malioutov A Sparse Signal Reconstruction Perspective for Source Localization with Sensor Arrays: Master of Science thesis. - Massachusetts: Institute of Technology, 2003. - 172 p.
5. Сайко В.Г. та ін.. Алгоритм реалізації методу завадостійкого прийому сигналів, які випромінюються просторово - рознесеними передавачами / The 1 st International scientific and practical conference - Modern science: problems and innovations (April 5-7, 2020) SSPG Publish, Stockholm, Sweden. 2020. 749 p./ 247-253 pp.

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ СТОХАСТИЧНИХ ДІАГНОСТИЧНИХ ВІДНОВНИКІВ

Воловик Андрій Юрійович
кафедра радіотехніки

Вінницький національний технічний університет

voland@vntu.edu.ua

Анотація - У даній роботі наводяться основи теорії проектування стохастичних відновників діагностичного типу, які є інваріантними до неозначених входів. Розглядаються необхідні та достатні умови існування таких відновників. Даються рекомендації щодо порядку проектування та аналізуються особливі випадки.

Ключові слова: нестационарні динамічні системи, спостерігач Луенбергера, оптимальна оцінка, діагностичний спостерігач.

1. ВСТУП

Задача виявлення та локалізації несправностей за наявності шумів і збурень, обумовлених дестабілізуючими факторами невизначеної структури, довгий час не привертала уваги дослідників, незважаючи на те, що у дійсності переважна більшість систем зазнають впливу обох вищезазначених факторів. Деякою мірою, це можна пояснити відсутністю методів проектування оптимальних відновників, розв'язаних відносно невизначених входів, і лише порівняно недавно у цьому напрямку намітився певні зрушення. У роботі [1] уперше було запропоновано метод проектування динамічних оптимальних відновників з розв'язкою від невизначених входів. У основі підходу лежали перетворення стандартної системи з невизначеними входами у сингулярну систему, у якій невизначені входи були відсутні, при цьому розглядалися лише стаціонарні системи. У роботах [2, 3] розглядалися методи роздільної фільтрації, що стосувалися сингулярних систем з невизначеними входами. При цьому, з метою виключення невідомих входів застосовувалися два перетворення [4]. Одне з них переводило описувану систему з невідомими входами до опису сингулярної системи без невідомих входів, а друге перетворення зводило сингулярну систему до звичайної системи. Отримані рівняння фільтрації були надзвичайно складними, тому що використовувалися два перетворення, більше того, введені перетворення наклали істотні обмеження, що практично виключали наявність вільних параметрів у процесі проектування. У представленій роботі дається теоретичне обґрунтування методу виявлення несправностей з використанням оптимального стохастичного відновника Луенбергера повного порядку. Синтезований відновник має відносно просту структуру і дозволяє здійснювати ефективну розв'язку від присутніх збу-

рень невідомої структури. При цьому виключаються надмірно складні обчислення, властиві іншим методам проектування. Вільні параметри, які залишаються після здійснення операції декомпозиції, можуть бути використані для гарантування того, що оцінювання буде виконано з мінімальною дисперсією за умови апріорно заданих статистичні характеристик діючих шумів. Тут же формуються умови, за яких розв'язок задачі декомпозиції існує та пропонується методика проектування оптимального стохастичного відновника з невизначеними входами. Для встановлення факту трапилась несправність чи ні, використовується класичний тест перевірки статистичних гіпотез. [5, 6]

2. ПРОЦЕДУРА ДЕКОМПОЗИЦІЇ

Розглянемо нестационарну динамічну систему дискретного часу:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{F}(k+1, k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{G}(k+1, k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{\Theta}(k+1, k)\mathbf{d}(k) + \mathbf{w}(k), \quad (1)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{v}(k), \quad (2)$$

де $\mathbf{x}(k)$ є n -мірним вектором стану; $\mathbf{y}(k)$ – m -мірний вектор спостережень; $\mathbf{u}(k)$ – r -мірний вектор входу, який доступний для безпосереднього спостереження; $\mathbf{d}(k)$ – q -мірний вектор збурень невизначеної структури, який відображається у математичній моделі (1) введенням невідомого та неконтрольованого входу $\mathbf{\Theta}(k+1, k)\mathbf{d}(k)$; $\mathbf{w}(k)$, $\mathbf{v}(k)$ – незалежні білі шумові послідовності з нульовими середніми значеннями, кореляційні матриці $\mathbf{Q}(k)$, $\mathbf{R}(k)$ яких вважаються заданими; $\mathbf{F}(k+1, k)$, $\mathbf{G}(k+1, k)$, $\mathbf{\Theta}(k+1, k)$, $\mathbf{H}(k)$ – апріорно відомі матриці відповідних розмірів. Вираз $\mathbf{\Theta}(k+1, k)\mathbf{d}(k)$ можна використовувати для опису різноманітних типів невизначеностей, пов'язаних з моделюванням, наприклад: перехресних взаємозв'язків у системах великої розмірності; нелінійні складові динаміки системи; помилки лінеаризації та зниження порядку, а також непередбачувані зміни параметрів. Проте, слід звернути увагу на проблеми, що підлягають подальшому дослідженню, зокрема, при представленні помилок моделювання у якості збурень. Однією з таких проблем є те, що матриця розподілу невизначених збурень іноді може змінюватися у часі і цього не можна залишати без уваги при вивченні стохастичних систем зі змінними параметрами. Надалі вважається, що при відновленні повноформатного вектора стану об'єкту контролю за результатами виконаних спостережень використовується оптимальний відновник Луенбергера пов-

ного порядку [7]:

$$\mathbf{z}(k+1)=\mathbf{A}(k+1,k)\mathbf{z}(k)+\mathbf{T}(k+1,k)\times \\ \times \mathbf{G}(k+1,k)\mathbf{u}(k)+\mathbf{W}(k)\mathbf{y}(k), \quad (3)$$

$$\mathbf{x}^*(k/k)=\mathbf{z}(k)+\mathbf{S}(k)\mathbf{y}(k). \quad (4)$$

Матриці $\mathbf{A}(k+1,k)$, $\mathbf{T}(k+1,k)$, $\mathbf{W}(k)$, $\mathbf{S}(k)$ повинні бути визначені таким чином, щоб одержані оцінки мали мінімальну дисперсію, і в той же час вони були б розв'язані від збурень. Застосуємо, такий відновник до стохастичної системи (1) – (2) та визначимо похибку оцінювання $\Delta\mathbf{x}(k)\equiv\mathbf{x}(k)-\mathbf{x}^*(k/k)$, дотримуючись при цьому методики робіт [7, 8]. Якщо вдасться виконати нижчезазначені умови:

$$\mathbf{\Theta}(k+1,k)=\mathbf{S}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{\Theta}(k+1,k); \quad (5)$$

$$\mathbf{T}(k+1,k)=\mathbf{I}-\mathbf{S}(k+1)\mathbf{H}(k+1); \quad (6)$$

$$\mathbf{A}(k+1,k)=\mathbf{F}(k+1,k)[\mathbf{I}-\mathbf{S}(k+1)\mathbf{H}(k+1)]-\mathbf{W}_1(k+1)\mathbf{H}(k); \\ \mathbf{W}_2(k+1)=\mathbf{A}(k+1,k)\mathbf{S}(k), \quad (7)$$

Зазначена похибка може бути представлена у вигляді:

$$\Delta\mathbf{x}(k+1)=\mathbf{A}(k+1,k)\Delta\mathbf{x}(k)-\mathbf{W}_1(k+1)\mathbf{v}(k)- \\ \mathbf{S}(k+1)\mathbf{v}(k+1)+\mathbf{T}(k+1,k)\mathbf{w}(k). \quad (8)$$

Іншими словами це означає, що при стійкій матриці $\mathbf{A}(k+1,k)$ математичне очікування похибки оцінювання $\Delta\mathbf{x}(k+1)$ прямує до нуля, тобто оцінка стану асимптотично наближається до дійсного стану у сенсі середнього значення. З рівняння (8) неважко помітити, що невідомий вектор збурень виключено з похибки оцінювання. У процесі проектування відновника, розв'язаного від вектора збурень, матрицю $\mathbf{S}(k+1)$ потрібно вибирати так, щоб виконувалось рівняння (5), а вибір $\mathbf{W}_1(k+1)$ забезпечував би стійкість матриці відновника $\mathbf{A}(k+1,k)$. Розв'язок рівняння (5) існує за умови:

$$\text{rank} [\mathbf{H}(k+1)\mathbf{\Theta}(k+1,k)]=\text{rank} \mathbf{\Theta}(k+1,k). \quad (9)$$

Для виконання цієї умови число незалежних рядків матриці $\mathbf{H}(k+1)$ повинне бути не меншим від числа незалежних стовпців матриці $\mathbf{\Theta}(k+1,k)$. Таким чином, максимальне число збурень, які можна розв'язати, не повинно перевищувати числа незалежних спостережень. Якщо ці умови виконуються, то загальний розв'язок рівняння (5) буде таким [9]

$$\mathbf{S}(k+1)=\mathbf{S}_0(k+1)+\mathbf{S}_1(k+1)\mathbf{S}_2(k+1); \quad (10)$$

$$\mathbf{S}_0(k+1)=\mathbf{\Theta}(k+1,k)[\mathbf{H}(k+1)\mathbf{\Theta}(k+1,k)]\#; \quad (11)$$

$$\mathbf{S}_2(k+1)=\mathbf{I}_m-[\mathbf{H}(k+1)\mathbf{\Theta}(k+1,k)]\times \\ \times [\mathbf{H}(k+1)\mathbf{\Theta}(k+1,k)]\#, \quad (12)$$

при цьому на матрицю $\mathbf{S}_1(k+1)$ розміру $(n \times m)$ ніяких обмежень не накладається. Отже, вона може вибиратися довільно. Символ # означає псевдообернену матрицю Пенроуза. У більшості випадків, з метою спрощення процедури проектування, матрицю $\mathbf{S}_1(k+1)$ доцільно вибирати нульовою, тобто

$$\mathbf{S}(k+1)=\mathbf{S}_0(k+1)=\mathbf{\Theta}(k+1,k)[\mathbf{H}(k+1)\mathbf{\Theta}(k+1,k)]\#. \quad (13)$$

Збіжність оцінок $\mathbf{x}^*(k/k)$ залежить від системної матриці відновника $\mathbf{A}(k+1,k)$. У випадку, коли матриця $\mathbf{S}_1(k+1)$ була уже обраною, то $\mathbf{A}(k+1,k)$ визначається у такий спосіб:

$$\mathbf{A}(k+1,k)=\mathbf{F}_1(k+1,k)-\mathbf{W}_1(k+1,k)\mathbf{H}(k), \quad (14)$$

де $\mathbf{F}_1(k+1,k)=\mathbf{F}(k+1,k)\mathbf{T}(k+1,k)$.

На матрицю $\mathbf{W}_1(k+1)$ накладається вельми слабе обмеження, вона повинна бути обрана таким чином, щоб спроектований стохастичний відновник залишався стійким. При розгляді найпростішого випадку, тобто системи з постійними параметрами,

стійкість матриці $\mathbf{A}(k+1,k)$ нескладно забезпечити, розміщенням полюсів за умови, що пара $\{\mathbf{F}_1(k+1,k)\mathbf{H}(k+1)\}$ є відновлюваною. Для систем зі змінними параметрами стійкість матриці $\mathbf{A}(k+1,k)$ перевірити дещо складніше, однак збіжність не буде проблемою, якщо власні значення кожної з матриць $\mathbf{A}(k+1,k)$ розташовувати в межах одиничного кола комплексної площини за допомогою відповідного вибору матриці $\mathbf{W}_1(k+1)$. Для оцінки якості роботи відновника вводиться поняття коваріаційної матриці похибок оцінювання $\mathbf{P}(k/k)$:

$$\mathbf{P}(k/k)\equiv\mathbf{M}[\mathbf{x}(k)-\mathbf{x}^*(k/k)][\mathbf{x}(k)-\mathbf{x}^*(k/k)]\mathbf{T}. \quad (15)$$

Її можна розраховувати, виходячи з рівняння (9)

$$\mathbf{P}(k+1/k+1)=[\mathbf{F}_1(k+1,k)-\mathbf{W}_1(k+1)\mathbf{H}(k)]\mathbf{P}(k/k)\times \\ \times [\mathbf{F}_1(k+1,k)-\mathbf{W}_1(k+1)\mathbf{H}(k)]\mathbf{T}+\mathbf{W}_1(k+1)\mathbf{R}(k)\times \\ \times \mathbf{W}_1\mathbf{T}(k+1)+\mathbf{T}(k+1,k)\mathbf{Q}(k)\mathbf{T}^T(k+1,k)+\mathbf{S}(k+1)\times \\ \times \mathbf{R}(k+1)\mathbf{S}^T(k+1). \quad (16)$$

Оптимальною буде та оцінка, яка забезпечує мінімальну дисперсію. З рівняння (8) неважко помітити, що коваріаційна матриця похибок оцінювання скеровується матрицею $\mathbf{W}_1(k+1)$. Матриця, що забезпечує досягнення мінімуму дисперсії похибок оцінювання визначається

$$\mathbf{W}_1(k+1)=\mathbf{F}_1(k+1,k)\mathbf{P}(k/k)\mathbf{H}^T(k)[\mathbf{H}(k)\mathbf{P}(k/k)\times \\ \times \mathbf{H}^T(k)+\mathbf{R}(k)]^{-1}. \quad (17)$$

Важливо відзначити, що отримані рівняння оптимального оцінювання, є еквівалентними рівнянням стандартного фільтра Калмана для системи без збурень, якщо покласти $\mathbf{S}(k+1)=0$, а $\mathbf{T}(k+1,k)=\mathbf{I}$ за умови відсутності збурень, тобто $\mathbf{\Theta}(k+1,k)=0$. Окрім того, розв'язок для матриці $\mathbf{S}(k+1)$ може бути далеко не єдиним, оскільки матриця $\mathbf{S}_1(k+1)$ вибирається довільно. Шляхом відповідного вибору вільної матриці $\mathbf{S}_1(k+1)$ похибку оцінювання можна дещо зменшити, однак це призведе до надмірного ускладнення обчислювальної процедури. Тому на практиці зупиняються на розв'язку для $\mathbf{S}_1(k+1)$, виходячи з рівняння (13).

3. ВИСНОВКИ

На підставі наведених математичних викладок та результатів моделювання можна зробити наступні висновки:

1. Проектування стохастичного спостерігача, стійкого до збурюванням супроводжується введенням ряду обмежень, головним їх яких є $\text{rank} (\mathbf{H}\mathbf{\Theta})=\text{rank} (\mathbf{\Theta})$. Саме це обмеження визначає умови існування стійкого спостерігача.

2. Умова збіжності помилок оцінювання припускає знаходження полюсів спостерігача в межах одиничного кола. При цьому розв'язка спостерігача від вектора збурень вимагає додаткових ресурсів, тому доцільно використовувати спостерігачі повного порядку.

3. Синтез стійкого спостерігача проводився в припущенні, що матриця збурень має задану структуру, що не завжди має місце на практиці. Оскільки не зовсім очевидно як зазначене обмеження можна обійти, то це може бути предметом додаткових досліджень.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 M. Darouach, M. Zasadzinski, J. Y. Keller State estimation for discrete systems with unknown inputs. Using state estimation of singular systems. *Proc. 1992 American Control Conf.*, USA. – P. 3014–3015.
- 2 M. Darouach, M. Zasadzinski, S. J. Xu. Full-order observers for linear systems with unknown inputs. *IEEE Trans. Automat. Contr.*– 1994 39(3).– P. 606–609.
- 3 M. Hou, P. C. Muller. Disturbance decoupled observer design: A unified viewpoint. *IEEE Trans. Automat. Contr.*–1994. – AC-39(6).– P. 1338–1341.
- 4 I. Hwang, S. Kim, Y. Kim. A survey of fault detection, isolation, and reconfiguration methods. *IEEE Trans. Contr. Syst. Tech.*– 2010.– Vol.18, №3.– P. 636–653.
- 5 Baranowski J., Bania P., Prasad I., Cong T. Bayesian fault detection and isolation using Field Kalman Filter. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing* 2017. – P. – 52–63.
- 6 Воловик А. Ю. Синтез відновника вектора стану динамічної системи за наявності неконтрольованих збурень. Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні кола, сигнали, апарати та системи», Київ, 20–26 березня 2017р.: Матеріали конференції. – К.: 2017. – С. 41–43.
- 7 R. J. Patton, F. J. Uppal, C. J. Lopez-Toribio. Soft computing approaches to fault diagnosis for dynamic systems: a survey. *IFAC Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*, Budapest – 2000. – P. 816– 823.
- 8 J. Chen, R. J. Patton. Robust fault diagnosis of stochastic systems with unknown disturbances. *Proc. of the IEE mt. Cons': Control' 94, Peregrinus Press*, Conf. Pub. No. 389, Warwick, UK.– 1994.–P.1340–1345.
- 9 Аоки М. Оптимизация стохастических систем – М.: Наука, 1971.– 423 с.

THEORETICAL BASES OF STOCHASTIC DIAGNOSTIC OBSERVERS

Andrii Volovyk
department of Radio engineering
Vinnytsia National Technical University
voland@vntu.edu.ua

Abstract — The given paper considers the fundamentals of the design stochastic diagnostic type observer's theory that are invariant to unknown inputs. Theoretical substantiation of the decomposition procedure of optimal stochastic observers with indefinite inputs and noise is provided. Necessary and sufficient conditions for the existence of such observers and optimality criteria of such observer are formulated. Recommendations, regarding the design sequence are suggested, special cases are analyzed. The possible directions of further research are planned.

Key words: non-stationary dynamic system, Luenberger's observer, optimum estimation, diagnostic observer.

АНАЛІЗ Е-ПЛОЩИННОГО З'ЄДНАННЯ ШЕСТИ ХВИЛЕВОДІВ З КРУГОВОЮ ПРОВІДНОЮ ВСТАВКОЮ

Зіненко І. І., П'янков В. П.
кафедра вищої математики

Національний університет "Запорізька політехніка"

vrryankov@gmail.com

Анотація - На строгому електродинамічному рівні за допомогою методу добутку областей проведені розрахунки та аналіз характеристик Е-площинного шестиплечового симетричного з'єднання прямокутних хвильоводів з круговою провідною вставкою. Наведені та проаналізовані графіки коефіцієнтів відбиття та проходження такого з'єднання для різних значень кругового циліндра. З'ясовано, що зі зростанням радіуса кругового циліндра до $0,3b$, де b – ширина хвильоводів в Е-площині, значення коефіцієнта відбиття зменшується, а значення коефіцієнтів проходження у сусідні плечі збільшується.

Ключові слова: з'єднання прямокутних хвильоводів, кругові провідні вставки, електродинамічний аналіз, метод добутку областей, S-матриця, коефіцієнти проходження, коефіцієнти відбиття

1. ВСТУП

Для вимірювання параметрів СВЧ трактів та антенно-фідерних пристроїв широко використовуються з'єднання прямокутних хвильоводів. Часто такі вузли мають складну геометричну форму, різноманітні вставки, що дуже ускладнює їх проектування та аналіз. Розв'язок цих питань в значній мірі залежить від можливості точного розрахунку параметрів та характеристик вузлів радіоелектронної вимірювальної апаратури. Для таких розрахунків на строгому електродинамічному рівні виявився ефективним метод добутку областей (ДО) [1], який дозволяє розраховувати некоординатні хвильоводні вузли з різноманітними циліндричними вставками. В роботі [2] проводився строгий електродинамічний аналіз Е-площинного симетричного з'єднання п'яти прямокутних хвильоводів з провідною круговою циліндричною вставкою в середині з'єднувальної порожнини методом ДО. В даній роботі аналізується методом ДО подібне з'єднання шести хвильоводів (рис. 1).

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

В регулярній частині хвильоводів вводяться відлікові площини Т-Т. По одному з хвильоводів до з'єднувальної порожнини набігає збуджуюча хвиля типу H_{10} , амплітуда і фаза якої відомі в площині Т-Т. Задача зводиться до знаходження в з'єднувальній порожнині компоненти u магнітного поля, що перпендикулярна площині рис. 1. Границю з'єднувальної порожнини до площин Т-Т (яка виділена жирними лініями) розіб'ємо на елементи S_i : смуги та круговий циліндр. Нехай I_H – множина номерів смуг Т-Т, що збігаються з

номерами хвильоводів, I_P – множина номерів провідних смуг, i_C – номер кругового циліндра, $I_R = I_H \cup I_P$, $I = I_R \cup \{i_C\}$.

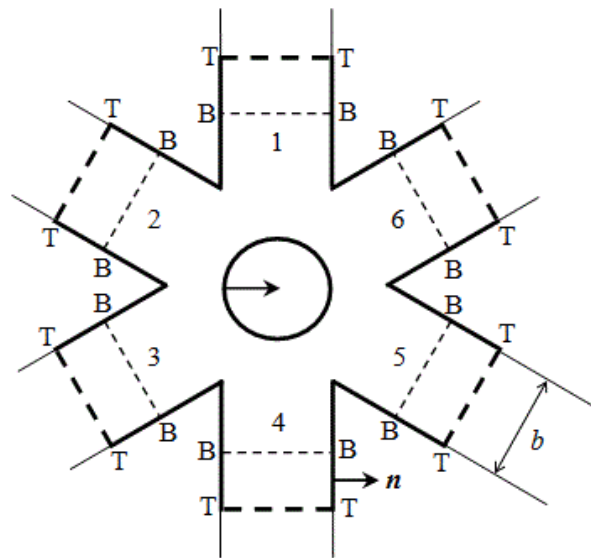


Рис. 1

Згідно з методом ДО компоненту u будемо шукати у вигляді $u(r) = \sum_{i \in I} u_i(r)$, де кожна функція $u_i(r)$ задовольняє однорідному рівнянню Гельмгольца поза свого i -го елемента. Для функцій $u_i(r)$ справедливі інтегральні рівності

$$u_i(r) = 2 \left(\int_{S_i} \frac{\partial U_i(r')}{\partial n'} G_i(r, r') dS' - W_i(r) \right) \quad \forall r \notin S_i, i \in I_H, \quad (1)$$

$$u_i(r) = -2W_i(r) \quad \forall r \notin S_i, i \in I_P, \quad (2)$$

$$u_i(r) = -W_i(r) \quad \forall r \notin S_i, i = i_C, \quad (3)$$

де $U_i(r)$ – шукана компонента поля в регулярній частині i -го хвильовода,

$$W_i(r) = \int_{S_i} \sum_{j \in I \setminus \{i\}} \frac{\partial u_j(r')}{\partial n'} G_i(r, r') dS',$$

n – нормаль, що спрямована згідно рис. 1, $G_i(r, r')$ – функція Гріна, що задовольняє однорідній граничній умові Неймана на елементі S_i , яка може бути

записана у вигляді розвинення в ряд по парним функціям Мат'є для $i \in I_R$ і по функціям Ханкеля для $i = i_C$. В силу безперервності електромагнітного поля в однорідному середовищі

$$U_i(r) = \sum_{j \in I} u_j(r) \quad \forall r \in \mathbf{V}-\mathbf{V}, \quad i \in I_H, \quad (4)$$

де $\mathbf{V}-\mathbf{V}$ – площина, що розташована в регулярній частині i -го хвилеводу згідно рис. 1.

Рівняння (1) – (4) утворюють систему інтегродиференціальних рівнянь відносно функцій $U_i(r)$, $i \in I_H$, та $u_i(r)$, $i \in I$. Функцію $U_i(r)$ шукаємо у вигляді розвинення за власними хвилями хвилеводу, $u_i(r)$ – у вигляді розвинення за парними функціям Мат'є для $i \in I_R$ і за функціям Ханкеля для $i = i_C$. В результаті отримаємо нескінченну систему лінійних алгебраїчних рівнянь відносно коефіцієнтів зазначених розвинень, яка може бути розв'язана методом редукції.

На рис. 2-5 показані графіки залежностей модулів коефіцієнтів матриці розсіювання S_{ik} розглянутого з'єднання від частотного параметра $\chi = bk/(2\pi)$, де $k = 2\pi\sqrt{\lambda^{-2} - (2a)^{-2}}$, a і b – розміри стінок хвилеводів, λ – довжина хвилі у вільному просторі, при різних радіусах R кругового циліндра. Прийнята наступна нумерація кривих: 1 – $R = 0,1b$; 2 – $R = 0,3b$; 3 – $R = 0,5b$; 4 – $R = 0,7b$.

З рис. 2-5 видно, що при значеннях частотного параметра $\chi = 0,1$ та $\chi = 0,25$ спостерігаються резонансні сплески для усіх значень радіуса R кругового штиря. В цих точках коефіцієнт відбиття $|S_{11}|$ збільшується, а коефіцієнти проходження $|S_{21}|$, $|S_{31}|$, $|S_{41}|$ зменшуються.

Зі зростанням радіуса R принаймні до $0,3b$ коефіцієнт відбиття $|S_{11}|$ зменшується (рис. 2), а коефіцієнт проходження $|S_{21}|$ збільшується (рис. 3) на всьому робочому діапазоні. Відмітимо, що при $R = 0,3b$ в кінці робочого діапазону коефіцієнт відбиття $|S_{11}| \leq 0,1$ (рис. 2, крива 2). Подальше збільшення радіуса R приводить до значного збільшення коефіцієнта $|S_{11}|$ в кінці робочого діапазону (рис. 2) та зменшення коефіцієнта $|S_{21}|$ на всьому робочому діапазоні (рис. 3). Коефіцієнти проходження $|S_{31}|$ (рис. 4) та $|S_{41}|$ (рис. 5) мають схожі на вигляд характеристики і зменшуються на всьому робочому діапазоні при збільшенні радіуса кругової вставки.

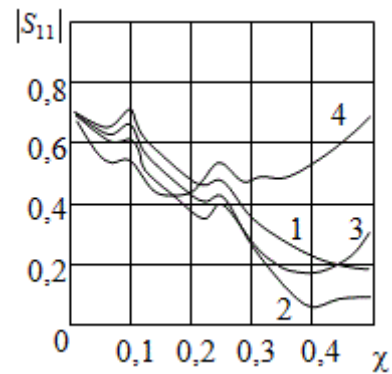


Рис. 2

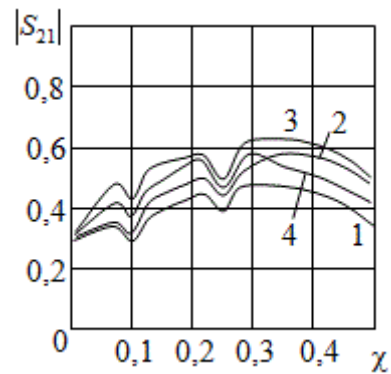


Рис. 3

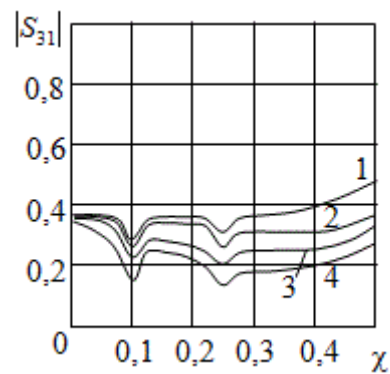


Рис. 4

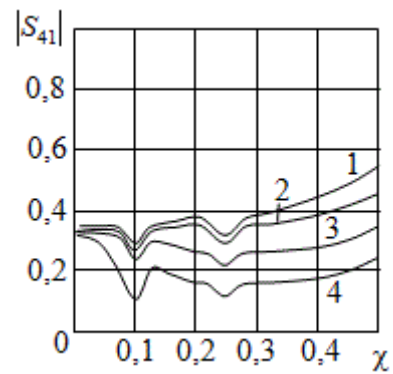


Рис. 5

3. ВИСНОВКИ

Результати, які опубліковані у даній роботі, можуть бути застосовані, як при розробці реальних пристроїв на основі прямокутних хвилеводів, так і для з'єднань інших ліній передач, для аналізу яких використовуються хвилеводні моделі, наприклад, полоскові лінії.

4. ЛІТЕРАТУРА

1 Chumachenko V. P. Domain-product technique solution for the problem of electromagnetic scattering from multiangular composite cylinders. *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 51. №10. (2003). P. 2845–2851

2 Зіненко І.І. Електродинамічний аналіз Е-площинних з'єднань прямокутних хвилеводів з круговими вставками [Електронний ресурс] / І.І. Зіненко, В.П. П'янков // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: матеріали дев'ятнадцятої міжнародної науково-технічної конференції (м. Одеса, 14-17 червня 2019 р.), Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова. – Одеса: ФОП Бондаренко М.О., 2019. – С. 30–32

ANALYSIS OF E-PLANE CONNECTION OF SIX WAVEGUIDS WITH CIRCULAR CONDUCTIVE INSERT

Zinenko I. I., Pyankov V. P.
Department of Higher Mathematics
National University "Zaporizhzhia Polytechnic"
vppyanikov@gmail.com

Abstract— Abstract. At a strict electrodynamic level, the area product was used to calculate and analyze the characteristics of the E-plane symmetrical connection of six rectangular waveguides with a circular conductive insert. Graphs of reflection and transmission coefficients of such a connection for different values of a circular cylinder are given and analyzed. It was found that as the radius of a circular cylinder increases to $0.3b$, where b is the width of the waveguides in the E-plane, the value of the reflection coefficient decreases, and the value of the coefficients of passage into adjacent arms increases.

Key words: joints of rectangular waveguides, circular conductive inserts, electrodynamic analysis, region production method, S -matrix, passing coefficients, reflection coefficients

СЛІПА СИНХРОНІЗАЦІЯ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СИГНАЛІВ БЛОКОВОГО ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО КОДУВАННЯ

ІВАЩЕНКО ПЕТРО ВАСИЛЬОВИЧ, доцент,
ТОКАР МИХАЙЛО СЕРГІЙОВИЧ, аспірант,
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

ipv43@ukr.net

Анотація – Пропонується й обговорюється спосіб кадрової синхронізації для демодуляції сигналів блокового просторово-часового кодування на основі ФМ-М без використання синхронізуючих сигналів. Попередньо демодуляція сигналу ФМ-М виконується стандартним демодулятором в результаті чого отримуються м'які рішення каналних символів. Блок кадрової синхронізації працює з м'якими рішеннями. Алгоритм синхронізації деталізується на прикладі коду Аламоуті. Проведено моделювання запропонованого способу синхронізації.

Ключові слова: блоковий просторово-часовий код, кадрова синхронізація демодулятора, сліпа кадрова синхронізація, код Аламоуті.

1. ВСТУП

Демодулятори сигналів цифрової модуляції вимагають синхронізації по частоті й за часом. Відносно частотної і фазової синхронізації (відновлення несівної) і тактової (символьної) синхронізації вважаємо, що ці види синхронізації в демодуляторах вирішуються традиційними методами для демодуляторів модульованих сигналів цифрової модуляції. Якщо демодулюється сигнал з коректувальним кодом, то потрібна синхронізація й по кодових словах. Цю синхронізацію часто називають кадровою. У доповіді розглядається кадрова синхронізація демодулятора сигналів блокового просторово-часового кодування (БПЧК). Питанням кадрової синхронізації сигналів БПЧК в літературі приділяється мало уваги. Так, у запропонованих способах кадрової синхронізації демодуляторів БПЧК для сигналів OFDM використовуються спеціальні синхронізуючі послідовності, що знижують частотну й енергетичну ефективність системи передачі. Мета цієї роботи – запропонувати та дослідити спосіб сліпої кадрової синхронізації демодулятора БПЧК з сигналами ФМ-М. Можна відмітити роботу [1], у якій досліджується алгоритм сліпої блокової синхронізації сигналів БПЧК сумісно з частотною синхронізацією несівної для когерентного детектування. Нами запропоновано і досліджено алгоритм блокової синхронізації сигналів БПЧК, коли частотна і фазова синхронізація несівної і тактова синхронізація виконуються стандартним демодулятором сигналів цифрової модуляції, з виходу якого поступають м'які рішення кожного

демодулюемого каналного символу, на основі яких виконується кадрова синхронізація. Запропонований алгоритм має більш низьку обчислювальну складність, ніж алгоритм в [1].

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Оскільки при БПЧК кожний каналний символ передається двічі – наприклад, θ_i і θ_i^* (* – знак комплексного спряження), то впливає, що демодулюемий сигнал має велику надмірність, і варто знайти «сліпий» спосіб синхронізації по робочому сигналу – без додаткових послідовностей.

Спосіб кадрової синхронізації розглянемо на прикладі «класичного» коду Аламоуті – дві передавальні антени й одна приймальня антена. Використовуємо позначення книги [2]. У табл. 1 наведені два послідовні кадри, передані каналом зв'язку. Тут θ_i – каналний символ сигналу ФМ-М, $M = 2, 4, 8, \dots$

Таблиця 1 – Сигнали коду Аламоуті

-1	0	1	2	Дискретний час
θ_{-1}	$-\theta_0^*$	θ_1	$-\theta_2^*$	Сигнал від 1-ї антени
θ_0	θ_{-1}^*	θ_2	θ_1^*	Сигнал від 2-ї антени
Попередній кадр		Оброблюваний кадр		

Відліки демодулюемого сигналу в оброблюваному кадрі (табл. 1) після когерентного детектирования й фільтрації (після посимвольного оброблення) в моменти часу 1 і 2 записуються [1]:

$$y_1 = h_1\theta_1 + h_2\theta_2 + \eta_1, \quad (1)$$

$$y_2 = -h_1\theta_2^* + h_2\theta_1^* + \eta_2, \quad (2)$$

де h_1, h_2 – коефіцієнти передачі шляхів від 1-ї і 2-ї передавальних антен до точки відліку в демодуляторі;

η_1, η_2 – відліки гауссового шуму.

Оцінками переданих символів є лінійні комбінації відліків (1) і (2) [1]:

$$\hat{\theta}_1 = h_1^* y_1 + h_2 y_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \theta_1 + h_1^* \eta_1 + h_2 \eta_2^*, \quad (3)$$

$$\hat{\theta}_2 = h_2^* y_1^* - h_1 y_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \theta_2 - h_1 \eta_2^* + h_2^* \eta_1. \quad (4)$$

З останніх співвідношень видно, що при об'єднанні відліків має місце накопичення відліків переданих символів, чим забезпечується максимізація відношення сигнал/шум. Така ситуація має місце при вірному встановленні кадрової синхронізації.

Розглянемо ситуацію, коли кадрова синхронізація встановлена не вірно. Наприклад, обробка кадру ведеться відліками, узятими в моменти 0 і 1. Відлік y_1 визначений вище формулою (1). По такому ж правилу визначимо відлік у попередній момент і одержимо пару відліків y_0 і y_1 замість пари відліків, описаних формулами (1) і (2),

$$y_0 = h_1(-\theta_0^*) + h_2\theta_{-1}^* + \eta_0, \quad (5)$$

$$y_1 = h_1\theta_1 + h_2\theta_2 + \eta_1. \quad (6)$$

Вважаємо, що коефіцієнти передачі шляхів від 1-ї і 2-ї передавальних антен до точки взяття відліків у демодуляторі не змінюються в межах двох тактових інтервалів.

Сформуємо оцінки символів $\hat{\theta}_1^{\text{пом}}$ і $\hat{\theta}_2^{\text{пом}}$ за правилами (3) і (4), використовуючи y_0 за формулою (5) замість y_1 і y_1 за формулою (6) замість y_2 (верхній індекс «пом» відображає ситуацію невірної (помилкової) установки синхронізації). Символи, передані в моменти 0 і 1, записані в табл. 1.

Аналіз виразів для оцінок символів $\hat{\theta}_1^{\text{пом}}$ і $\hat{\theta}_2^{\text{пом}}$ показує, у кожному з оцінок символи $-\theta_0^*$, θ_{-1}^* , θ_1 і θ_2 входять по одному разу. З огляду на статистичну незалежність і рівномірність переданих символів $\dots, \theta_{-1}, \theta_0, \theta_1, \theta_2, \dots$ робимо висновок, що в оцінках символів $\hat{\theta}_1^{\text{пом}}$ і $\hat{\theta}_2^{\text{пом}}$ немає когерентного накопичення переданих символів, а оцінки $\hat{\theta}_1^{\text{пом}}$ й $\hat{\theta}_2^{\text{пом}}$ можна розглядати як відліки реалізації деякого шуму.

Система кадрової синхронізації (код Аламути, дві передавальні антени, одна приймальня) буде аналізувати дві гіпотези – назовемо їх «помилкова», «правильна». Сигналами вибору гіпотези є

$$\Theta_{\Sigma} = \left| \hat{\theta}_1 \right| + \left| \hat{\theta}_2 \right|, \quad (7)$$

обчислені на даному й попередньому тактах. Ці величини фільтруються (виробляється накопичення), на кожному такті провадиться порівняння гіпотез і вибір по максимуму з метою правильного встановлення меж кадрів.

3. ВИСНОВКИ

Описаний алгоритм перевірений шляхом моделювання в середовищі MATLAB при модуляції ФМ-4. Запропонований спосіб сліпої кадрової синхронізації при демодуляції сигналів БПЧК може застосовуватися й при інших значеннях числа рівнів фазової модуляції, при інших БПЧК, що використовують різне число передавальних і приймальних антен. Цей же спосіб кадрової синхронізації може застосовуватися й при диференціальних методах БПЧК.

4. ЛІТЕРАТУРА

1. Marey M. A Novel Blind Block Timing and Frequency Synchronization Algorithm for Alamouti STBC / M. Marey, O.A. Dobre, R. Inkol // IEEE Comm. Letters, Vol. 17, No. 3, March 2013. P. 569–572.
2. Бакулин М.Г. Технология МІМО: принципы и алгоритмы. / М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейнделин: Горячая линия – Телеком, 2014. - 244 с.

BLIND SYNCHRONIZATION OF BLOCK SPACE-TIME CODING DEMODULATORS

IVASCENKO PETER V., docent,
TOKAR MICHAEL S., graduate student
O.S. Popov Odessa National Academy of
Telecommunications
ipv43@ukr.net

Abstract – A frame synchronization method for demodulating block space-time coding signals based on MPSK without the use of synchronizing signals is proposed and discussed. Pre-demodulation of the MPSK signal is performed by a standard demodulator, resulting in soft decisions of channel symbols. The frame synchronization unit works with soft decisions. The synchronization algorithm is detailed using the Alamouti code example. Modeling of the proposed synchronization method is carried out.

Keywords: block space-time code, demodulator frame synchronization, blind frame synchronization, Alamouti code.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ ОБРАБОТКА ДАННЫХ АНТЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ В ДАЛЬНОЙ ЗОНЕ

Майборода Д.В., Погарский С.А.

Кафедра физики сверхвысоких частот

Харьковский национальный университет имени В.Н.Каразина

shfmayboroda@gmail.com, spogarsky@gmail.com

Аннотация – Представлены результаты разработки алгоритма обработки данных антенных измерений в дальней зоне и его программная реализация с использованием электронных таблиц типа Excel с оригинальным макросом на основе Visual Basic Application. Показаны преимущества использования такого подхода для упрощения процесса обработки больших массивов данных.

Ключевые слова: антенна, электронная таблица, массив данных, макрос

1. ВВЕДЕНИЕ

Основные физические исследования имеют своей целью установление с помощью определенных экспериментов функциональных или статистических связей между несколькими физическими величинами или для решения экстремальных задач. Можно утверждать, что известные физические явления могут быть описаны лишь с помощью многопараметрических зависимостей. То есть, если руководствоваться принятой терминологией, такой эксперимент должен быть многофакторным. Реализация таких экспериментов является достаточно проблематичной.

Более простым с этой точки зрения является однофакторный эксперимент. В ходе такого эксперимента фиксируются все параметры, кроме одного, значение которого изменяется в установленных пределах (или фиксируется вообще). В такой ситуации возможно получение некоторого множества частных зависимостей. Множество полученных зависимостей (после окончания всех экспериментальных исследований) позволяют с помощью определенных алгоритмов создать обобщающую зависимость, которая описывала бы суть реальных физических эффектов [1].

Однако все однофакторные эксперименты требуют проведение достаточно большого числа измерений, а физический объем данных для обработки полученных результатов оказывается слишком большим, что не позволяет проводить их в «ручном» режиме. При этом можно отметить, что результаты однофакторных экспериментов, полученные при исследовании многофакторных зависимостей, могут оказаться малоприменимыми для практического использования.

В настоящей работе представлены результаты адаптивирования известных электронных таблиц типа Excel с использованием макросов на Visual Basic Application для упрощения процесса обработки мас-

сивов экспериментальных данных антенных измерений [2].

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА И МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА

Антенные измерения сами по себе являются достаточно трудоемким и длительным процессом. Это связано с тем, что такой эксперимент относится, безусловно, к классу многофакторных. Измерение основной характеристики любой антенны (либо антенной системы) – диаграммы направленности – требует измерения напряженности электромагнитного поля (или мощности) в дальней зоне в зависимости от набора параметров: частоты, угломестной и азимутальной координат. Шаг дискретизации каждой из этих величин будет определять трудоемкость как самого процесса измерений, так и процесса обработки полученных данных. По этой причине актуальными являлись как сам процесс измерений, так и процесс обработки полученных результатов.

Одним из возможных вариантов автоматизации процесса измерений можно рассматривать метод оцифровки аналогового сигнала. Блок-схема установки для проведения таких измерений и преобразования аналогового сигнала в дискретный на основе широко распространенных измерительных приборов типа P2 в СВЧ диапазоне приведена на рис. 1.

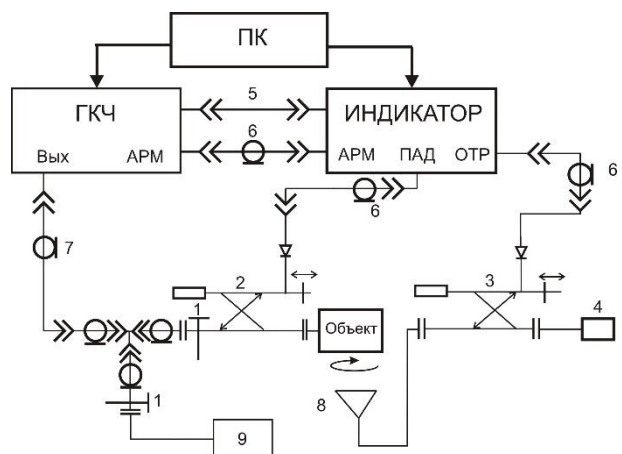


Рис. 1. Блок-схема антенных измерений

Важным с точки зрения автоматизации процесса является элемент схемы – аналого-цифровой преобразователь (АЦП) сигналов, регистрируемых приемной антенной -8. В данной конструкции АЦП реализован на основе микроконтроллерной системы

Xmega–A1 Xplained фірми Atmel. Даний мікроконтролер дозволяє за один цикл вимірювань отримувати 1024 значень вимірюваного параметра.

В разі антенних вимірювань можна говорити про отримання в кінцевому підсумку набору залежностей $A = F(f)$, де A – амплітуда поля (або потужності), f – частота при фіксованих значеннях або θ (угломестная координата), або φ (азимутальна координата). С точки зору практичних застосувань інформативними можуть бути інші залежності $A = F(\theta)$ або $A = F(\varphi)$. Кількість файлів, що підлягають подальшій обробці залежить від кроку дискретизації по θ або по φ .

Особливістю вказаної вище мікроконтролерної системи є вивід отриманих даних. Вони виводяться в текстовий файл з розширенням “*.dat”. Такий формат не є пріоритетним, оскільки не дозволяє працювати з численними значеннями. Першим етапом обробки – це зміна формату файлу. На другому етапі проводиться завантаження робочих файлів. На третьому етапі здійснюється сортування даних за заданими критеріями вибірки та розподілу. Кінцевою метою сортування всіх даних є представлення даних в таблиці результатів вимірювань як при зміні кутової координати, так і при фіксованому куті (кутами) на фіксованій частоті. На рис. 2 показано кінцевий вигляд таблиці даних після виконання всіх процедур.

Рис. 2. Кінцевий вигляд таблиці

В виділеній рядку містяться дані вимірювань на фіксованій частоті при зміні кута від -85° до 85° .

3. ВИВОДИ

В роботі запропоновано алгоритм обробки даних антенних вимірювань і його програмна реалізація з використанням електронних таблиць типу Excel з оригінальним макросом на основі Visual Basic Application. Такий алгоритм дозволяє суттєво спростити процес обробки

масивів експериментальних даних. Такого роду алгоритми можуть слугувати основою для автоматизованих систем побудови графіків, динамічних діаграм з використанням чисельних і статистичних методів.

4. ЛИТЕРАТУРА

- 1 Макс Ж. Методи і техніка обробки сигналів при фізических експериментах: В 2-х томах. Пер. с французької. – М.: Мир, 1983. – Т. 1. – 312 с.
- 2 Уокенбах Дж. Професіональне програмування на VBA в Excel 2002. – М.: Діалектика, 2003. – 781 с.

AUTOMATED ANTENNA DATA PROCESSING MEASUREMENTS IN THE FAR ZONE

Mayboroda D.V., Pogarsky S.A.

Department of Physics of Ultra High Frequencies

V.N.Karazin Kharkov National University

shfmayboroda@gmail.com, spogarsky@gmail.com

Abstract — The results of the development of an algorithm for processing data of antenna measurements in the far zone and its software implementation using spreadsheets such as MS Excel with an original macro based on Visual Basic Application are presented. The advantages of using this approach to simplify the process of processing large amounts of data are shown.

Key words: antenna, spreadsheet, data array, macro

МЕТОД ВИМІРЮВАНЬ ФЛУКТУАЦІЙ ЧАСТОТИ В СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ П'ЯТОГО ПОКОЛІННЯ

Манько О. О. – д.т.н., проф. ОНАЗ ім. О.С.Попова,
manko_kiev@ukr.net

Кунах Н. І. – д.т.н., професор, викл., Київський коледж зв'язку,
ignaku@ukr.net

Харлай Л.О. – к.т.н., викл., Київський коледж зв'язку,
lharlay@i.ua

Коновалов О.Ю. – к.т.н., викл., Київський коледж зв'язку,
alex_metapost@meta.ua

Сотніченко Ю.О. – викл., Київський коледж зв'язку.

Скубак О.М. – к.т.н., доц., ОНАЗ ім. О.С.Попова,
skubakan@ukr.net

***Анотація** – Представлено метод вимірювання флуктуацій частоти в діапазоні міліметрових довжин хвиль. Замість використання частотного дискримінатора на базі високодобротного об'ємного резонатора запропоновано включення досліджуваного генератора в схему фазового автопідстроювання частоти. Відмічено хороше узгодження результатів вимірювань з результатами, отриманими на базі стандартних методів.*

***Ключові слова:** генератор НВЧ, флуктуації частоти, об'ємний резонатор, стабілізований генератор, генератор, керований напругою*

1. ВСТУП

На сучасному етапі розвитку мереж зв'язку проводяться інтенсивні дослідження щодо впровадження мереж зв'язку 5G [1, 2]. При цьому постійно продовжується освоєння міліметрового діапазону з використанням частот 28 GHz, 38 GHz [1], та 60 GHz [2]. Враховуючи роль в побудові систем зв'язку таких елементів, як джерела генерації радіосигналів, необхідно контролювати, з метою підтримання якості, наступні параметри, а саме рівень частотних та амплітудних флуктуацій вихідного сигналу. Крім того, враховуючи наявність в системах передавання генераторів з електронним перестроюванням частоти, необхідно з цією ж метою визначати час переключення частоти. Вимірювання частотних флуктуацій (частотних шумів) потребує застосування досить складної та недешевої апаратури, одним з елементів якої є високодобротний резонатор, що допускає перестроювання в широкому діапазоні вимірюваних частот та працює на одному типі коливань. Для міліметрового діапазону це також створює певні труднощі [3]. Враховуючи це в роботі пропонується метод вимірювання частотних флуктуацій, який дозволяє спростити процес вимірювання та застосовувати типову апаратуру, що не включає стандартних вимірювачів частотних флуктуацій (частотних шумів).

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Як вже було зазначено вище, при вимірюванні частотних та фазових флуктуацій генераторів НВЧ діапазону в якості дискримінатора використовують пасивний елемент – високодобротний резонатор [3]. Вимірювальний резонатор повинен працювати на одному типі коли-

вань та перестроюватись в досить широкому діапазоні частот. Такий спосіб не можна застосувати при вимірюванні флуктуацій генераторів НВЧ з порівняно низькою стабільністю частоти, наприклад, генераторів, що керуються напругою (ГКН), у яких технічні зміни частоти, як правило, перевищують смугу пропускання резонатора вимірювального обладнання. Вимір шумів таких генераторів доцільно проводити з активним еталоном – високостабільним НВЧ генератором, під який системою фазового автопідстроювання частоти підстроюється генератор, що досліджується. В цьому випадку шумовий сигнал в петлі фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) є пропорційним перевищенню частотних шумів генератора, що досліджується, над шумами еталону, і вимірювання зводяться до вимірювань низькочастотної (НЧ) шумової напруги $U_{ш}$ на керуючому елементі ГКН. Середньоквадратичне відхилення частоти $\sigma(F)$ на частоті аналізу F в смузі вимірювання ΔF описується виразом:

$$\sigma(F) = U_{ш} \cdot S_f$$

де S_f - крутизна перестроювання ГКН на частоті f . При відомому значенні $\sigma(F)$ перерахунок рівня флуктуацій частоти у спектральну щільність потужності шумів в смузі аналізу ΔF здійснюється за співвідношенням [4]:

$$\gamma_f(\text{дБ/Гц}) = 20 \lg \left\{ \frac{\sigma(F)}{\sqrt{2} \cdot F \Delta F} \right\}.$$

Максимальна частота аналізу при таких вимірах обмежується смугою пропускання підсилювача постійного струму системи ФАПЧ. Якщо рівень ЧМ-шумів опорного сигналу на 10-20 дБ нижчий за рівень шумів генератора, що досліджується, отриманий результат вимірювань практично збігається з рівнем ЧМ-шумів генератора, що досліджується. В роботі [5] було проведене дослідження шумових характеристик ГКН на діоді Гана (ДГ) за допомогою запропонованого методу та з використанням серійного вимірювача флуктуацій типу СКЗ-36. Схему вимірювання наведено на рис. 1.

Згідно з цією схемою вимірюваний генератор 1 та опорний генератор 3 під'єднуються до фазового детектору 2 для утворення схеми фазового автопідстроювання частоти сигналу вимірювального генератору до опорного сигналу. До виходу фазового детектору з цією метою підключено підсилювач постійного струму (ППС) 4, до виходу якого під'єднано вимірювач постійної напруги 5 та аналізатор спектру 6 або ж селективний мікровольтметр. Крім того, вихідна напруга ППС подається на суматор 7, де відбувається процес її підсумовування з постійною напругою джерела 8, що подається для перестроювання генератора 1 в межах діапазону.

Пристрій працює наступним чином. За допомогою регульованого джерела постійної напруги 8 генератор з електронним перестроюванням частоти 1 перестроюється до околу опорної частоти, яку забезпечує генератор 3. Фазовий детектор 2 разом з ППС 4, підключені через суматор 7 до генератору 1 утворюють петлю ФАПЧ та забезпечують режим синхронізації генератора 1 сигналом опорної частоти генератору 3. Вимірювач постійної напруги 5 контролює настроювання частоти коливань генератору 1 в центр смуги синхронізації, при цьому постійна складова напруги на виході ППС дорівнює нулю або має близьке до нього значення. Результати вимірів, проведених в двох крайніх і середній точці діапазону перестроювання ГКН на частотах аналізу, що лежать в межах 2-50 кГц, відрізняються від даних, отриманих за допомогою серійного вимірювача флуктуацій типу СКЗ-36, на 0-2 дБ.

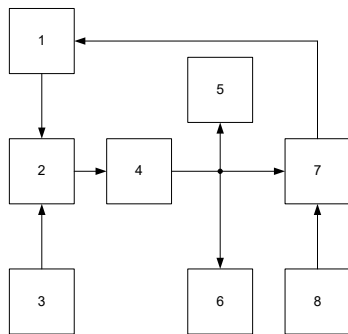


Рис.1. Блок-схема вимірювання частотних флуктуацій НВЧ генератора керованого напругою:

1 – НВЧ генератор з електронним перестроюванням частоти; 2 – фазовий детектор; 3 – генератор опорного сигналу; 4 – підсилювач постійного струму; 5 – вимірювач постійної напруги; 6 – аналізатор спектру (селективний мікровольтметр); 7 – суматор напруги; 8 – регульоване джерело постійної напруги.

3. ВИСНОВКИ

Запропонований спосіб зручний для проведення автоматизованих вимірів, особливо за наявності в діапазоні перестроювання ГКН сітки високостабільних частот, отриманої, наприклад, за рахунок принципів змішування частоти кварцевого генератора з частотою високостабільного НВЧ генератора [6]. На відміну від стандартних вимірювальних приладів, які відрізняються досить високою вартістю, запропонований метод потребує наявності широко розповсюджених вимірювальних пристроїв з порівняно невеликою вартістю.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 Theodore S., Rappaport, Shu Sun, R. Mayzus, Hang Zhao, Y. Azar, K. Wang, George N. Wong, Jocelyn K. Shulz, Mathew Samimi, F. Gutierrez. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work. // IEEE Access journal. – Volume 1. – May, 2013. – pp. 335 – 349.
- 2 A Survey of 5G Network: Architecture and Emerging Technologies. Akhil Gupta, Rakesh Kumar Jha // IEEE Access journal. – Volume 3. – July, 2015. – pp. 1206 – 1232.
- 3 Кравцов И.А., Малышев В.М., Мецераков А.В. Экспериментальное исследование низкочастотных шумов генераторов на диодах Ганна миллиметрового диапазона. Изв. Вузов. Радиофизика. -1989.-Т.32.- N7.-с.897-904.
- 4 Корнилов С. А. Шумы клистронных генераторов малой мощности // Корнилов С. А., Савишинский В. А., Уман С. Д. – М. : Сов.радио, 1972. – 198 с.
- 5 Выровой С.И., Манько А.А. Особенности измерения частотных флуктуаций генераторов КВЧ с малой стабильностью частоты. XII Всесоюзная научно-техническая конференция по твердотельной электронике СВЧ. - Киев.-1990.-с.134.
- 6 Манько А.А. Синтезатор частот на основе генератора, управляемого напряжением, с низким уровнем шумов выходного сигнала / Я. А. Кременецкая, А. А. Манько, В. Е. Чайка // Проблемы телекоммуникаций (ПТ-07) : Перша наук.-техн. конф., 25-27 квіт. 2007 р.: тези докл. – К., 2007. – С. 154–155.

METHOD OF MEASUREMENT OF FREQUENCY FLUCTUATIONS IN FIFTH GENERATION COMMUNICATION SYSTEMS

Manko O.O. - Doctor of Technical Sciences, Prof. ONAZ named after O.S.Popov, manko_kiev@ukr.net

Kunakh N.I. - Doctor of Technical Sciences, Professor, Lecturer, Kyiv College of Communications, ignaku@ukr.net

Harlay L.O. - Ph.D., lecturer, Kyiv College of Communications, lharlay@i.ua

Konovalov O.Yu. - Ph.D., lecturer, Kyiv College of Communications, alex_metapost@meta.ua

Sotnichenko Yu.O. - lecturer, Kyiv College of Communication.

Skubak O.M. - Ph.D., Assoc. Prof., ONAZ named after O.S.Popov, skubakan@ukr.net

Abstract - A method for measuring frequency fluctuations in the range of millimeter wavelengths is presented. Instead of using a frequency discriminator based on a high-quality volumetric resonator, it is proposed to include the investigated generator in the scheme of phase auto-tuning of the frequency. There is a good agreement between the measurement results and the results obtained on the basis of standard methods.

Keywords: microwave generator, frequency fluctuations, volume resonator, stabilized generator, voltage-controlled generator

МЕТОД ВИМІРЮВАНЬ ДРЕЙФУ ЧАСТОТИ В ГЕНЕРАТОРАХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ П'ЯТОГО ПОКОЛІННЯ

Манько О. О. – д.т.н., проф. ОНАЗ ім. О.С.Попова, manko_kiev@ukr.net

Кунах Н. І. – д.т.н, професор, викл., Київський коледж зв'язку. ignaku@ukr.net

Харлай Л.О. – к.т.н., викл., Київський коледж зв'язку. harlay@i.ua

Коновалов О.Ю. – к.т.н., викл., Київський коледж зв'язку. alex_metapost@meta.ua

Сотніченко Ю.О. – викл., Київський коледж зв'язку.

Нікіфоренко К.Б. - к.т.н., викл., Київський коледж зв'язку, knkfrnk@i.ua

***Анотація** – Запропоновано метод вимірювання дрейфу частоти після переключення генераторів, що керуються напругою. Метод дозволяє проводити як вимірювання зміни частоти в часі, так і визначити момент, коли частота досягає значення, яке визначається від заданого на визначену величину.*

***Ключові слова:** генератор НВЧ, дрейф частоти, переключення частоти, генератор, керований напругою*

1. ВСТУП

На сучасному етапі розвитку мереж зв'язку проводяться інтенсивні дослідження щодо впровадження мереж зв'язку 5G [1, 2]. При цьому постійно продовжується освоєння міліметрового діапазону з використанням частот 28 GHz, 38 GHz [1], та 60 GHz [2]. Враховуючи наявність в системах передавання генераторів з електронним перестроюванням частоти, необхідно з метою підтримання якісних характеристик режиму передавання визначити час переключення частоти. Оскільки стандартної вимірювальної апаратури такого призначення не існує - в роботі запропоновано метод вимірювання часу переключення частоти генераторів з електронним перестроюванням частоти.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Як відомо, одними з найважливіших характеристик генераторів, керованих напругою, є тривалість переключення частоти і дрейф частоти після переключення [3]. Тривалість переключення частоти визначається як час, необхідний для досягнення після переключення кінцевого значення частоти, із заданою точністю. Дрейф частоти після переключення являє собою зміну частоти протягом заданого інтервалу часу після переключення [3].

У зв'язку з важливістю зазначених параметрів становлять інтерес методи та пристрої для їх виміру, а також конкретні значення цих параметрів для типових ГКН. З врахуванням цього, в [4] розроблено метод вимірювання тривалості переключення частоти та дрейфу частоти після переключення генераторів НВЧ, а також пристрій, що його реалізує. За основу принципової побудови пристрою та розробки методу було взято перенесення частоти сигналу НВЧ генератора в область проміжних частот з подальшою подачею його на широкосмуговий частот-

ний дискримінатор. Вказане технічне рішення надає можливість застосування пристрою в різних діапазонах частот за рахунок переносу частоти сигналу на проміжну частоту. При цьому єдине, що необхідно зробити при зміні діапазону, – це замінити вузол змішувача на такий, що відповідає конкретному діапазону частот. Розроблений пристрій, описаний у [5], дозволяє вимірювати тривалість переключення частоти генератора з електронним перестроюванням, а також спостерігати процес переключення частоти і дрейф після переключення.

Застосування широкосмугового частотного дискримінатора дозволяє візуально спостерігати процес дрейфу частоти після переключення на екрані осцилографа, який підключається до виходу частотного дискримінатора.

Для визначення зміни частоти у часі використовується додатковий змішувач, до якого з одного боку підключено сигнал проміжної частоти, а з іншого – сітку еквідистантних частот з певним інтервалом між ними.

Вихід цього змішувача через фільтр зі смугою пропускання ΔF , може бути підключено до другого входу осцилографа. При цьому на екрані осцилографа по другому променю можуть спостерігатися мітки у вигляді сплесків, що відзначають моменти часу, у які значення частоти досліджуваного сигналу розрізняються на величину інтервалу частот сітки (рис. 1). Таким чином, вимірювання часових характеристик може здійснюватися за допомогою частотних міток, створених шляхом подачі на другий вхід додаткового змішувача сітки еквідистантних частот. Вимірявши на екрані осцилографа по другому променю число міток в певному інтервалі часу, і знаючи частотний інтервал між мітками Δf , можна визначити тривалість переключення частоти. Крім того, пристрій дозволяє визначити тривалість переключення, починаючи з якої зміна частоти не перевищує $2\Delta F$, де ΔF – смуга пропускання фільтра, що підключений до виходу додаткового змішувача (рис. 2). У цьому режимі на другий вхід осцилографа подається сигнал з виходу фільтра зі смугою пропускання ΔF . При цьому на другий вхід другого змішувача подається сигнал з частотою $f_q = f_{nc}$. Відгук на екрані осцилографу спостерігається при виконанні умови

$|f_c - f_{zem} - f_q| < \Delta F$. Де f_c – частота поточного сигналу генератора, що випробується, f_{zem} – частота гетеродину вузла змішувача.

Пристрій для вимірювання тривалості переключення частоти забезпечує не тільки вимірювання інтервалу часу від моменту переключення керуючого сигналу до моменту, коли частота генератора 1 з електронним перестроюванням частоти досягає значення, яке відрізняється від заданого на визначену величину, але й дозволяє спостерігати та вимірювати часову залежність відхилення частоти від сталого значення. Крім того, візуальне спостереження цієї залежності дозволяє оператору виключити помилкові покази і тим самим забезпечує достовірність визначення тривалості переключення частоти.

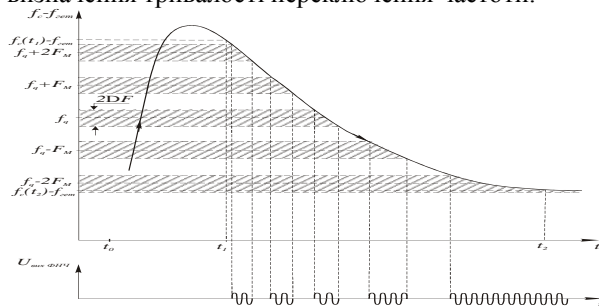


Рис.1. Вимірювання тривалості переключення частоти за допомогою частотних міток

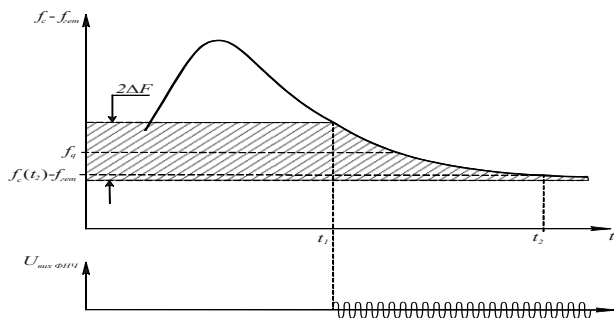


Рис. 2. Вимірювання тривалості переключення частоти за допомогою фільтру з регульованою смугою пропускання

За допомогою пристрою, описаного вище, був експериментально досліджений процес дрейфу частоти після переключення генератора Ганна, що перестроюється кремнієвим варикапом, а також проведені розрахунки дрейфу після переключення ємності кремнієвого варикапу, зумовленого інерційністю процесу релаксації заряду на домішкових центрах золота в кремнії [6]. Відмічено узгодження результатів вимірювань з теоретичними даними.

3. ВИСНОВКИ

Запропоновано побудову пристрою для вимірювання з підвищеною точністю тривалості переключення частоти генераторів, керованих напругою, яка також дозволяє проводити вимір дрейфу частоти після переключення, тобто вимірювання часової залежності відхилення частоти від стаціонарного

значення, яке досягається після закінчення перехідних процесів в результаті переключення. Пристрій забезпечує також і візуальне спостереження процесу дрейфу частоти. Проведено вимірювання дрейфу частоти ГДГ з кремнієвим варикапом після її переключення, порівняння результатів з теоретичними розрахунками залежностей нерівноважної ємності варикапу від часу після переключення напруги на ньому та зроблено висновок про їх узгодженість.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 Theodore S., Rappaport, Shu Sun, R. Mayzus, Hang Zhao, Y. Azar, K. Wang, George N. Wong, Jocelyn K. Shulz, Mathew Samimi, F. Gutierrez. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work. // IEEE Access journal. – Volume 1. – May, 2013. – pp. 335 – 349.
- 2 A Survey of 5G Network: Architecture and Emerging Technologies. Akhil Gupta, Rakesh Kumar Jha // IEEE Access journal. – Volume 3. – July, 2015. – pp. 1206 – 1232.
- 3 Boyd D. Design Considerations for Post Tuning Drift(PTD) Reduction in Modern VCO Subsystems // Microwave Journal.- 1986.- N12.-P.121-130.
- 4 Каток В.Б., Манько А.А., Соловьев Д.А. Устройство для измерения времени переключения частоты СВЧ генераторов. Труды 11-й Международной крымской микроволновой конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо 2000.- Севастополь: СГТУ (Украина) .- 2001.- С.559-560.
- 5 Манько А.А. Измерение времени переключения частоты СВЧ- генераторов. Радиотехника .- 2002.- Вып.127.- С.197-201.
- 6 Гончарук Н.М., Манько А.А., Чайка В.Е. Влияние глубоких примесных центров в кремниевом варакторе на инерционность перестройки частоты генератора Ганна. Электронная техника сер.2, Полупроводниковые приборы.-1990.-вып.2.-с.8-13.

METHOD OF MEASUREMENT OF FREQUENCY DRIFT IN GENERATORS FIFTH GENERATION COMMUNICATION SYSTEMS

Manko O.O. - Doctor of Technical Sciences, Prof. ONAZ named after O.S.Popov,
manko_kiev@ukr.net

Kunakh N.I. - Doctor of Technical Sciences, Professor, Lecturer, Kyiv College of Communications,
ignaku@ukr.net

Harlay L.O. - Ph.D., lecturer, Kyiv College of Communications,
lharlay@i.ua

Konovalov O.Yu. - Ph.D., lecturer, Kyiv College of Communications,
alex_metapost@meta.ua

Sotnichenko Yu.O. - lecturer, Kyiv College of Communication.

Nikiforenko K.B. - lecturer, Kyiv College of Communication.
knkfrnk@i.ua

Abstract - A method for measuring frequency drift after switching voltage-controlled generators is proposed. The method allows to measure the change in frequency over time, and determine when the frequency reaches a value that is determined from a given value.

Keywords: microwave generator, frequency drift, frequency switching, voltage controlled generator

ОПТИМАЛЬНЕ ВИКОРИСТАННЯ РЕСУРСІВ МІКРОСХЕМ FPGA У СИНТЕЗАТОРАХ DDS ЗА МЕТОДОМ CORDIC

Мельничук В.М., Полікарівських О.І.

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій
Хмельницький національний університет

vasyaskery1@gmail.com

Анотація - Пропонується метод оптимізації ресурсів мікросхем FPGA в частині розробки функціонального DDS на базі FPGA з розширеним частотним діапазоном. Також, проведено порівняння з традиційним методом реалізації DDS.

Ключові слова: прями цифрові синтезатори, FPGA, система залишкових класів, CORDIC.

1. ВСТУП

Прямий цифровий частотний синтез (DDS) - це перспективний метод частотного синтезу. В останні роки прямий цифровий синтезатор частоти (DDS) знаходять широке застосування оскільки вони мають високу роздільну здатність по частоті та високу швидкість перетворення частоти і фази [1].

Як програмована цифрова інтегральна схема, FPGA володіє такими перевагами, як короткий цикл розробки, висока надійність і висока конфіденційність. Тому, в даній доповіді передбачається провести оцінку перспективи використання технології FPGA для розробки та реалізації оптимізованого DDS [2].

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

У порівнянні із традиційними DDS оптимізований синтезатор із застосуванням алгоритму CORDIC є більш затратним апаратно, але при реалізації DDS на базі FPGA та за умови, що потрібне використання фазового слова не менше 10-біт - DDS застосуванням CORDIC-методу показує кращі результати [3].

Розглядаючи DDS синтезатор за методом CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer) на базі FPGA можна навести, що у нього присутні наступні переваги, такі як висока надійність, короткий цикл розробки, а також висока конфіденційність. FPGA на відміну від традиційних DDS, дозволяє створювати різні програмовані блоки, а також немає обмеження їх кількості [4].

Основна перевага використання DDS на основі CORDIC відносно традиційних DDS на основі LUT (lookup table) полягає в тому, що вони можуть досягти високої фазової роздільної здатності та високої точності з відносно меншими витратами на обладнання [4].

Нові FPGA, такі як Altera APEX 20K та Xilinx Virtex [5] у яких покращені наступні характеристики, швидкість, щільність дають змогу для реалізації вдосконалених DDS. Але для того, щоб DDS синтезатори на базі FPGA мали змогу випередити традиційні DDS синтезатори, необхідно використовувати більш ефективні математичні

методи. Одним із таких засобів є система залишкових класів (Residue number system).

Основною перевагою DDS із використанням RNS мають лінійне збільшення площі залежно від ємності фазового акумулятора, тоді як у традиційному DDS площа змінюється із експоненціальною залежністю [5].

3. ВИСНОВКИ

Запропонований метод сучасного підходу реалізації цифрового синтезатора прямого синтезу шляхом застосування CORDIC-алгоритму та системи залишкових класів. Виходячи з наведеного вище розробки DDS на базі FPGA є перспективи подальшого дослідження для розширення частотного діапазону та покращення інших параметрів.

4. ЛІТЕРАТУРА

1 Pu Wang, Yuming Zhang, Jun Yang. Design and Implementation of Modified DDS Based on FPGA. Procedia Computer Science, 2018, Volume 131, Issue C. DOI: 10.1016/j.procs.2018.04.212

2 Hou, Y., Li, C. and Tang, S., 2018. An Accurate DDS Method Using Compound Frequency Tuning Word and Its FPGA Implementation. Electronics, 7(11), p.330.

3 Полікарівських О. І. Аналіз методів перетворення фаза-амплітуда у цифрових обчислювальних синтезаторах / О. І. Полікарівських, І. В. Гула. // Матеріали XVIII міжнар. наук.-техн. конференції (8-13 червня 2018 р., м. Одеса); Одес. нац. акад. зв'язку ім. О.С. Попова. – Одеса, 2018. – 2018. – С. 83–85.

4 Godbole, B. B., Nikam, R. H. FPGA implementation of CORDIC algorithm used in DDS based modulators. International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering, Jan. 2015, vol. 4, no. 1, p. 94–97. DOI: 10.17148/IJARCC.2015.4119

5 Polikarovskiykh A. I. Using of Residual Number System as a Mathematical Basis for Software Defined Radio / A. I. Polikarovskiykh, L. O. Kovtun, L. V. Karpova, I. V. Gula, V. M. Melnychuk // Вісник НТУУ «КПІ». Радіотехніка, радіоапаратобудування : збірник наукових праць. – 2019. – Вип. 76. – С. 21–28. – Бібліогр.: 10 назв.

Optimal use of resources in the FPGA chip DDS synthesizers method CORDIC

Melnichuk, V. M., Polikarovskiykh, A. I.

Department of Telecommunications, Media and Intelligent Technologies

Khmelnytsky National University

vasyaskery1@gmail.com

Abstract — The analysis of the modern stage of development of DDS based on FPGA with an extended frequency range. A comparison with the traditional DDS implementation method was also performed.

Key words: DDS, FPGA, CORDIC, residue number system

ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕ- ОБРАЗОВАТЕЛИ УВЧ ДИАПАЗОНА

Н.П. ПРОСКУРИН, к.т.н., доцент каф. КСМ,
доцент, Национальный университет
«Запорожская политехника» (НУЗП, NUZP)
E-mail: nickolay@zpu.edu.ua

Аннотация. Приведен обзор подходов, архитектур, конструкций параллельных оптических аналого-цифровых преобразователей (АЦП: прямое преобразование типа интенсивность излучения - двоичный код). Проведен анализ, предложены конструктивно-технологические решения (КТР) по улучшению их основных характеристик: введение свойств адаптивности и нескольких режимов измерения, расширение диапазона и увеличение точности измерений, повышение быстродействия АЦП.

Ключевые слова: оптический АЦП, яркость, интенсивность, фотоприемник, УВЧ диапазон, код 8-4-2-1

1. ВСТУПЛЕНИЕ

Современная вычислительная техника (ВТ), компьютерные системы (КС), сети и телекоммуникационные и информационные технологии (ИТ), др. оперируют форматами данных, в основе которых лежит двоичная (основа $q_2 = 2$) системы счисления (ССч.) или родственные с ней ($q_8 = 8 = 2^3$, $q_{16} = 16 = 2^4$) и их комбинации или модификации (например, бинарно-кодируемая десятичная ССч., др.). Но окружающая среда (ОС) имеет в большинстве аналоговые значения (АЗ) параметров (давление, температура, интенсивность/яркость оптического или радиационного излучения, др.). Применение цифровых устройств, смартфонов, персональных компьютеров (ПК), встроенных компьютерных систем (КС), микроконтроллеров (МК), в разных типах устройств, в т. ч. в информационных технологиях (ИТ) типа IoT (Internet of Things), др., нуждается в качественном взаимодействии их с АЗ параметров ОС, которые могут обеспечить аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Среди многих их типов выделяют параллельные АЦП (в т. ч. - оптические), использующие принципы непосредственного преобразования измеряемой величины АЗ в цифровой код (типа 8-4-2-1, др.), которые занимают отдельную ветвь (нишу) среди иерархии АЦП разных типов, являясь самыми быстродействующими среди них.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Проведем анализ оригинальных КТР для оптических АЦП такого типа. Известный способ измерения интенсивности $I_{вх}$ оптического излучения [1] - рис.1, основанный на использовании световода 1, который состоит из n отрезков световодов ($2_1, 2_2, \dots, 2_n$) разной длины L со значением ослабления $\beta = 1/L \cdot 10 \cdot I_g$ ($I_{вх}/I_{вых}$) интенсивности I_i на отрезке i -го световода длиной L , в конце каждого из которых установлены светочувствительные элементы 3 ($3_1, 3_2, \dots, 3_n$), которые срабатывают при

интенсивности света $I_i \geq I_x$. Когда наступает условие, что $I_i < I_x$, светочувствительные элементы 3 ($3_1, 3_2, \dots, 3_n$), следующих отрезков световодов не будут возбуждаться. Количество возбуждающих элементов 4 ($4_1, 4_2, \dots, 4_n$), прямо пропорционально входной интенсивности $I_{вх}$ оптического сигнала. Недостатками способа являются: - использование больших количеств n отрезков световодов (десятки, сотни, т. д.) разной длины L_i при измерении большой интенсивности $I_{вх}$ с повышенной точностью; -отсутствие свойства адаптивности при увеличенных значениях входной интенсивности света $I_{вх}$ более, чем выбранный диапазон измерения (при определенном количестве n отрезков световодов); - значения измерения не являются кодом 8-4-2-1, т. к. они формируются при значении ослабления $\beta=10$ (десятичная ССч.) или логарифмической зависимостью L_i длин n отрезков световодов; - отсутствуют блоки управления процессом измерения, хранения данных и связи между ними.

Оригинальным КТР параллельного оптического АЦП является устройство [2] - рис.2, которое содержит: непрозрачный корпус (1) с блоком соответствующих светофильтров (2), микролинзу объектива (3), которая закреплена в непрозрачном пересечении (4), последовательно расположенные (по оси к микролинзе объектива) полупрозрачные микрозеркала (ПМЗ) ($5_1 - 5_n$) под соответствующим к оси углом по числу разрядов в коде и ФП ($6_1 - 6_n$), что оптически соединены со своими ПМЗ, импульсные усилители ($7_1 - 7_n$) по числу ФП, последовательно соединенный регистр (8) с числом разрядов по числу импульсных усилителей (7), дешифратор (ДШ) (9), блок индикации (10) и последовательно соединенные генератор тактовых импульсов (11), делитель частоты (12) и логический элемент 2И (13). Принцип его действия заключается в том, что каждое расположено ПМЗ (5) пропускает на следующее за ним поток излучения, ослабленный в два раза (способ генерации двоичного кода вида 8-4-2-1). В ПМЗ применяется светоразделяющее покрытие, которое обеспечивает отношение отраженного излучения в ФП (6) к пропущенному как 1:0,5 (или 2:1). Входное излучение входит в непрозрачный корпус (1), проходит светофильтры (2), собирается микролинзой (3), которая закреплена пересечением (4) и направляется на центры n ПМЗ ($5_1 - 5_n$). Поток излучения проходит сквозь них, которые набрано столько, чтобы после нижнего ПМЗ (5_n) излучения не было, то есть их число должно отвечать наибольшей величине измеряемой интенсивности (яркости) Ризл.. Результатом измерения является

многозарядный двоичный код с одних "1" (код Джонсона), потому что каждое ПМЗ ослабляет поток вдвое и т. д. Отраженное каждым ПМЗ (5) излучение поступает в свой ФП (6), электрический сигнал из которого приходит в свой импульсный усилитель (7), где усиливается до необходимой величины, формируется по продолжительности, амплитуде и направляется в свой разряд регистра (8). Число разрядов n в регистре (8) отвечает числу ПМЗ (5). Старшим разрядом является сигнал "1" от первого импульсного усилителя (7_1), младшим разрядом является сигнал "1" от последнего импульсного усилителя (7_n). Сигналы от импульсных усилителей ($7_1 - 7_n$) приходят параллельно и синхронно в разряды регистра. Частота выдачи F результатов измерений устанавливается измерителем в делителе частоты, из выхода которого сигналы приходят на первый вход элемента 2И (13), на второй вход которого приходит сигнал из выхода импульсного усилителя (7), а выходной сигнал $U_{вых}$ от элемента 2И (13) выдает код из регистра (8) в ДШ (9) и в устройство регистрации накопленных результатов измерений. В ДШ (9) код дешифрируется и приходит в блок индикации (10), которая освещает результат измерения в десятичном (или др.) коде. Процесс АЦП определяется срабатыванием ФП и составляет $t_{ФП} \leq 10^{-6}c$.

Недостатками АЦП по рис.2 являются:

- АЦП не имеет свойств адаптивности (подстраиваемости) под интенсивность (яркость) входного излучения Ризл. при интенсивности большей, чем диапазон АЦП $N = 2^n - 1$ для n -разрядного регистра;
- невысокая точность и значительная абсолютная погрешность Δ измерения АЦП: возникает существенная неопределенность при срабатывании 1, 2 ... i -го ФП из n , но не срабатывании $i + 1$, если некоторая часть излучения войдет в $i+1$ ФП, но не приведет к его срабатыванию. При этом максимальное значение погрешности может быть оценено выражением $\Delta \leq (2^{i+1})$, то есть представляет значение равное весу старшего разряда кода Джонсона для измеренного значения Ризл., а особенностью этого кода является то, что вес его старшего разряда задает количество всех единиц "1", в т.ч. и младших разрядов;
- использованы ВЧ ФП без встроенного усиления, что увеличивает количество каскадов схемы;
- отсутствуют: микроконтроллер (МК) управления электронной части АЦП (со встроенными в него генератором импульсов - ГИ), счетчиками, внутренними блоками памяти, др.); схемы долговременной внешней памяти (хранение результатов измерений: предыдущих, текущих, др., их группировки в блоки данных), шины связи (взаимодействия) между ними.

Эскиз предложенного автором параллельного оптического АЦП "яркость излучение-код" адаптивного типа приведен на рис.3, а на КТР по заявке на изобретение им получен патент [3], часть описания которого приведена ниже. Параллельный оптический АЦП имеет непрозрачный корпус (1) из двух частей, в первой части которого расположен блок светофильтров (2), во второй части - входная микролинза /объектив (3), которая содержит

управляемую диафрагму (4) с исполнительным устройством - ИУ (ВП 5) перед микролинзой (3), которая пропускает входное излучение Ризл. через группу из 1, 2... i ... n ПМЗ (6), которые последовательно расположены ниже микролинзы (3) под соответствующим к ней углом, каждое из которых 50% яркости входного излучения Ризл. пропускает сквозь себя, а другие 50% отражает на 1,2... i ... n ИФУ (7) УВЧ диапазона, каждый выход которых соединен с соответствующим входом синхронного первого регистра $Rg1$ (8), выходные 1,2... n разрядов которого связаны с 1,2... n выходами дешифратора - ДШ (9), его выходы связаны с МК (10), который через универсальную шину (УШ 12) связан с внешним ОЗП (11) и со вторым регистром $Rg2$ (13), который выдает цифровой код результата на блок индикации - БИ (14) и на внешний цифровой выход (15) параллельного оптического АЦП; связь, пересылка команд и данных, синхронизация между всеми устройствами АЦП- ИУ (5), $Rg1$ (8), $Rg2$ (13), ДШ (9), ОЗУ (11) - осуществляется по УШ (12) под управлением МК (10) в синхронном режиме работы (встроенные ГИ, Сч., др.).

Дополнительные признаки, введенные автором в запатентованное КТР по рис.3 [3], несколько режимов измерения (имеют статус know how и не могут быть раскрыты в полном объеме, т. к. входят в патентные формулы и защищены ими на сроки их действия) при взаимодействии с существующими, позволяют достичь нового технического результата и решить поставленную задачу развития потенциала оригинального КТР оптического АЦП [2], рис.2. Предложенное устройство имеет новые качественные и количественные показатели измерения и обеспечивает: расширение диапазона измерения до значений $N = 2^{n+k} - 1$ (в k раз больше диапазона АЦП по рис.2), повышение точности до значения младшего разряда цифрового кода и снижение значения абсолютной погрешности измерения на несколько двоичных порядков, существенный рост быстродействия (примерно до средней части УВЧ диапазона). Параллельный оптический АЦП [3] имеет свойство адаптивности (подстройки) под интенсивность (яркость) входного излучения Ризл., что дает возможность использовать несколько режимов измерения. Повышение быстродействия параллельного оптического АЦП по рис.3 обеспечивают: ИФУ УВЧ диапазона, малоразрядный МК (10) УВЧ диапазона, динамический тип записи данных (по фронтам синхроимпульсов) в регистры $Rg.1$ (8), $Rg.2$ (13), ОЗП (11), МК (10), а шина УШ (12) выполнена по типу PCI express с частотой до нескольких ГГц.

Обобщение указанных подходов, методик повышения качественных и количественных характеристик АЦП нашли свое отражение в следующем патенте "Способ прямого параллельного оптического аналого-цифрового преобразования "интенсивность излучения - код" с функцией адаптивности и повышенной точностью измерений" [4], в котором автор зафиксировал их в виде целостного концепта.

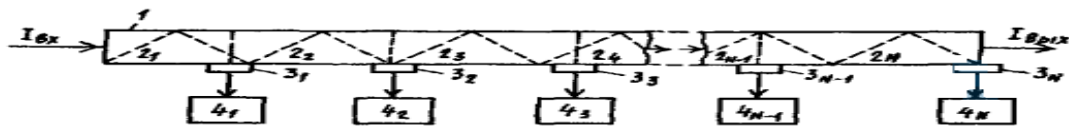


Рисунок 1 - Блок-схема параллельного оптического АЦП по способу а. с. 1484050 SU, МКИ G01 J 1/42 (патент UA 14466 от 25.04.1997 - перерегистрированное а. с. СССР 1484050) [1]

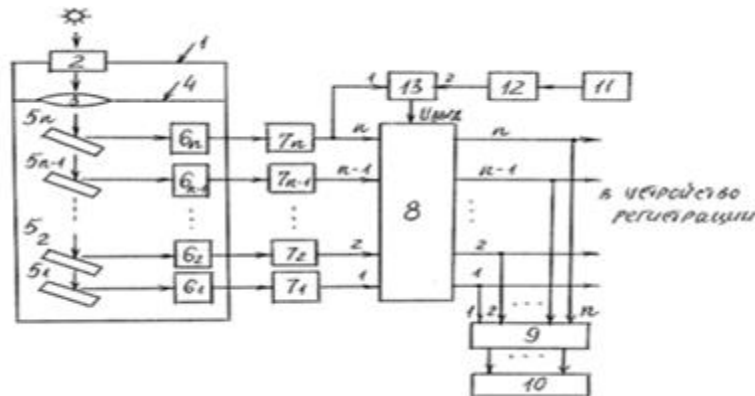


Рисунок 2 - Блок-схема параллельного АЦП, патент №2419116 (RU), МПК G02A7/00 [2]

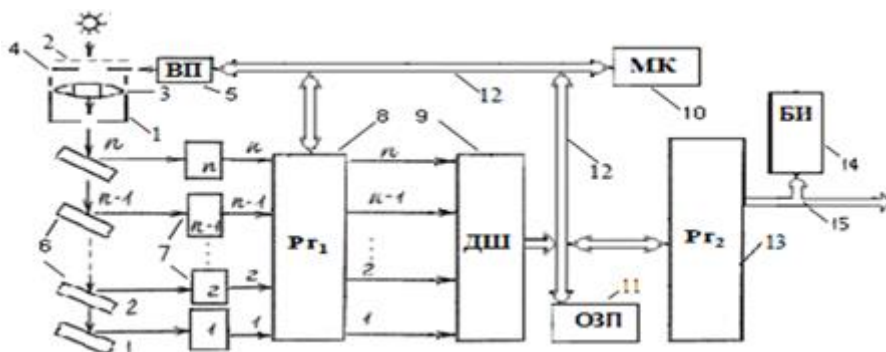


Рисунок 3 - Блок-схема параллельного оптического АЦП, патент № 139591 (UA), МПК G02F 7/00 [3]

3. ВЫВОДЫ

Обоснованность идей, предложений и подходов по существенному улучшению характеристик и параметров быстродействующих параллельных оптических АЦП прямого преобразования (типа "яркость излучения - код") нашли подтверждение в полученных патентах автора [3, 4]. В работах акцентирована возможность и указаны направления, подходы по улучшению КТР АЦП [1, 2] и их характеристик. При необходимости консультационных услуг, ознакомления с патентами, сопровождения разработки твердотельных оптических АЦП, ЦАП, микроощных оптоэлектронных устройств УВЧ диапазона - обращаться к автору (контактные данные - в заголовке).

4. ЛИТЕРАТУРА

1. А.с. 1484050 SU, МКИ G01 J 1/42. Способ измерения интенсивности света. (ДСП). Патент на винахід UA 14466 від 25.04.1997 (перереєстроване а. с. СРСР 1484050) / В.П. Кожемяко, Л.И.Тимченко, С.Н. Белан; заявл. 26.12.1986; опубл. 25.04.1997. URL: <http://base.uipv.org/searchINV/search.php?action=viewdetails&IdClaim=35563&chapter=description>
2. Волков Б.И. Преобразователь «яркость излучения-код»: патент № 2419116 Россия, G02F7/00. заявл: 2010-03-16; опубл. 20.05.2011. URL: <http://www.freepatent.ru/patents/2419116>

3. Проскурін М.П. Оптичний аналого-цифровий перетворювач «яскравість випромінювання - код» адаптивного типу з підвищеною точністю вимірювань: патент на корисну модель 139591 Україна (UA): МПК G02F 7/00 № u201906987// Проскурін М.П.; заявл. 21.06.2019; опубл. 10.01.2020, Бюл. №.1. 3с.

4. Проскурін М.П. Спосіб вимірювання інтенсивності світла з функцією адаптивності і підвищеною точністю: заявка на винахід Україна (UA): МПК G01J 1/42 (2006.01), G02F 7/00 № u201912340// Проскурін М.П.; заявл.28.12.2019; висновок ДП «Укрпатент» про видачу деклараційного патенту № 4904/3У/20 від 11.03.2020.

PARALLEL OPTICAL ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTERS IN UHF RANGE

PROSKURIN N.P., Ph.D, docent, cathedra CSN NUZP
E-mail: nickolay@zp.edu.ua

Abstract. A review of approaches, ideas, architecture, designs of parallel optical analog-to-digital converters (ADC: direct conversion of the type of radiation intensity - binary code) is given. Their analysis has been carried out, structural and technological solutions (STS) have been proposed with respect to improving their main characteristics: expanding the range and increasing accuracy, improving performance, introducing adaptability properties, several measurement modes.

Keywords: optical ADC, brightness, intensity, photodetector, UHF range, code 8-4-2-1.

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПАРАМЕТРИЧНИЙ СЕНСОР ГАЗУ НА ОСНОВІ ДВОКОЛЕКТОРНОГО МАГНІТОЧУТЛИВОГО ТРАНЗИСТОРА

Осадчук О.В., Осадчук В.С., Осадчук Я.О., Пастушенко Г.О.

Кафедра радіотехніки

Вінницький національний технічний університет

osadchuk.av69@gmail.com

Анотація - Розроблено математичну модель радіовимірювального параметричного сенсора газу на основі магніточутливого двоколекторного транзистора. Отримано аналітичні вирази для функції перетворення та рівняння чутливості від дії індукції магнітного поля та від дії газу. На основі математичного моделювання отримано графічні залежності функції перетворення та чутливості радіовимірювального параметричного сенсора газу. Найбільша чутливість радіовимірювального параметричного сенсора газу для індукції магнітного поля лежить у діапазоні від 0 до 60 мТл і становить 60...200 Гц/мТл. Найбільша чутливість радіовимірювального параметричного сенсора газу від концентрації газу лежить у діапазоні від 0 до 60 % концентрації кисню і становить 60...200 Гц/%.

Ключові слова: радіовимірювальний параметричний сенсор газу, магніточутливий двоколекторний транзистор, від'ємний диференційний опір.

1. ВСТУП

Сенсори фізичних величин все більше набувають значення в часи швидких технічних змін. Із збільшенням технологічної складності електричних, механічних та хіміко-технологічних приладів та пристроїв з одного боку, та із зростанням екологічної свідомості людства з питань індустриальних та технологічних відходів з другого боку, буде зростати потреба у сенсорах фізичних величин [1-3]. Крім того сенсори фізичних величин виявляють себе в якості ключової технології для просування вперед автоматизацій у багатьох галузях промисловості та у удосконалення багатьох приладів та пристроїв, а також збільшення їх конкурентної спроможності на ринку.

Одним із перспективних наукових напрямків у розробці радіовимірювальних параметричних сенсорів газу є використання залежності реактивних властивостей і від'ємного диференційного опору напівпровідникових пристроїв від впливу зовнішніх фізичних величин і створення на цій основі нових частотних параметричних мікроелектронних перетворювачів концентрації газу [4-6]. У радіовимірювальних параметричних сенсорах газу відбувається перетворення концентрації газу у частоту, що дозволяє виконувати первинні параметричні перетворювачі за інтегральною технологією, а також дає

можливість підвищити точність, чутливість та швидкодію, розширити діапазон вимірювання концентрації газу, покращити завадостійкість і довготривалу стабільність параметрів самих сенсорів газу.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Магнітні газоаналізатори побудовані на фізичних явищах, заснованих на впливі магнітного поля на газу [2, 3]. Під дією індукції магнітного поля напруженістю H в об'ємі газу виникає намагніченість J , яка пропорційна магнітному полю H і викликана орієнтацією індуктованих магнітних моментів атомів і молекул [2]:

$$J = kH, \quad (1)$$

де k – об'ємна магнітна сприйнятливості. Векторна сума магнітних полів визначає величину індукції B в цьому об'ємі:

$$B = \mu_0(H + J) = \mu_0(1 + k)H = \mu_0\mu H, \quad (2)$$

де μ_0 – магнітна постійна; μ – відносна магнітна проникність газу. У вакуумі $\mu = 1$. Всі відомі газу є слабоманітними речовинами, які характеризуються значенням відносної магнітної проникності, яка не сильно відрізняється від одиниці.

Газу в залежності від способу орієнтації векторів J і H відносяться або до парамагнетиків ($k > 0$, напрямки J і H збігаються), або до діаманетиків ($k < 0$, J і H направлені протилежно). У неоднорідному магнітному полі з градієнтом $\partial H / \partial x$ (по осі x) на об'ємі газу dV діє сила, рівна [2]:

$$dF = kH \frac{\partial H}{\partial x} dV. \quad (3)$$

Під дією цієї сили об'єм парамагнітного газу втягується в область з більшою напруженістю магнітного поля H , а порція діаманетичного газу навпаки виштовхується з цієї зони. Переважна більшість газів володіють діаманетичними властивостями. Лише кисень і деякі газоподібні сполуки, які рідко зустрічаються, наприклад, NO , NO_2 є парамагнетиками. При цьому у кисню питома магнітна сприйнятливості аномально висока і складає +106,2 [2].

Для створення радіовимірювального параметричного сенсора газу на основі двоколекторного магнітотранзистора розглянемо транзисторну структуру з від'ємним диференційним опором, в складі якої і працює двоколекторний магнітотранзистор. При ввімкненні двоколекторного магнітотранзистора за схемою зі спільним емітером і резисторами навантаження в колах колекторів, коли відсутнє магнітне

поле, інжектвані емітером носії заряду приблизно однаково розподіляться між колекторами транзистора. Струми обох колекторів двоколекторного магнітотранзистора будуть однаковими, і різниця потенціалів між ними буде дорівнювати нулю. У поперечному магнітному полі B^+ відбувається перерозподіл інжектваних носіїв заряду між колекторами транзистора, при цьому струм другого колектора збільшується, а струм першого колектора транзистора зменшується, що викликає розбалансування мостової схеми. Даний фізичний механізм приводить до зміни напруги між колекторами двоколекторного магнітотранзистора. При зростанні індукції магнітного поля напруга збільшується між колекторами двоколекторного магнітотранзистора. Коли змінюється напрям магнітного поля (B^-), струм другого колектора зменшується, а струм першого колектора магніточутливого транзистора збільшується, що відповідно змінює знак напруги U між колекторами двоколекторного магнітотранзистора.

Магнітне поле, разом з ефектом перерозподілу носіїв заряду між колекторами біполярного двоколекторного магніточутливого транзистора, зменшує ефективну товщину бази транзистора, якщо струм другого колектора збільшується, що відповідно, збільшує товщину бази для першого колектора. Таким чином, зміна ефективної товщини бази транзистора додатково збільшує струм другого колектора, а також зменшує струм першого колектора магніточутливого транзистора.

Використання магніточутливого двоколекторного транзистора як чутливого, так і як підсилювального елемента дозволяє значно спростити електричну схему радіовимірювального параметричного сенсора газу. У зв'язку із цим проведено дослідження основних параметрів радіовимірювального параметричного сенсора газу.

Електрична схема радіовимірювального параметричного сенсора газу на основі магніточутливого двоколекторного транзистора наведена на рис.1. Радіовимірювальний параметричний сенсор газу являє собою гібридну інтегральну схему, яка складається із двоколекторного біполярного магніточутливого транзистора та польового двозатворного транзистора, які утворюють автогенераторний пристрій з від'ємним диференціальним опором, частота генерації якого залежить від індукції магнітного поля і в кінцевому випадку від концентрації кисню.

На електродах першого колектора двоколекторного біполярного магніточутливого транзистора VT1 і стоку польового двозатворного транзистора VT2 існує повний опір, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна носить ємнісний характер [4-6]. Підключення пасивної індуктивності L до першого колектора двоколекторного біполярного магніточутливого транзистора VT1 і загальної шини через ємність C створює коливальний контур, втрачає енергію в якому компенсуються від'ємним диференціальним опором. Резистори $R1$ і $R2$ забезпечують режим живлення за постійним струмом двоколекторний біполярний магніточутливий транзистор.

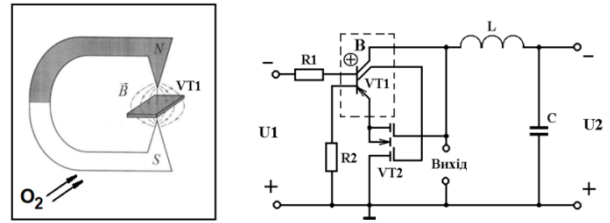


Рис.1. Електрична схема радіовимірювального параметричного сенсора газу

При дії магнітного поля на двоколекторний біполярний магніточутливий транзистор VT1 відбувається зміна еквівалентної ємності коливального контуру, що викликає зміну резонансної частоти автогенератора. На підставі еквівалентної схеми радіовимірювального параметричного сенсора газу на основі магніточутливого двоколекторного транзистора відповідно до методу стійкості Ляпунова, визначена функція перетворення автогенераторного пристрою, що являє собою залежність частоти генерації від індукції магнітного поля і в кінцевому випадку концентрації газу (кисню O_2). Аналітична залежність функції перетворення описується виразом

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_1 + \sqrt{A_1^2 + 4LC_{GD}(C_B(B)R_B(B))^2}}{2LC_{GD}(R_B(B)C_B(B))^2}}, \quad (4)$$

де $A_1 = LC_{GD} - (C_B(B)R_B(B))^2 - C_{GD}C_B(B)R_B^2(B)$;

L – зовнішня пасивна індуктивність; C_B – еквівалентна ємність магніточутливого двоколекторного транзистора; R_B – опір базової області біполярного магніточутливого двоколекторного транзистора; C_{GD} – ємність затвор-стік двозатворного польового транзистора.

Графічна залежність функції перетворення радіовимірювального параметричного сенсора газу на основі магніточутливого двоколекторного транзистора представлена на рис.2. Чутливість радіовимірювального параметричного сенсора газу на основі магніточутливого двоколекторного транзистора визначається на підставі виразу (4) і описується рівнянням

$$\begin{aligned} S_B^{F_0} = & -0.0198 \left(-2C_B(B)R_B^3(B)C_{GD} \left(\frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) \times \sqrt{A_1 + 2A_2} - \right. \\ & -2C_B^2(B)R_B^3(B) \left(\frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) - 2C_B^3(B) \times R_B^2(B) \left(\frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) - \\ & -3C_B(B)R_B^3(B)C_{GD} \left(\frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) - 2C_{GD}C_B^2(B)R_B^2(B) \left(\frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) + \\ & + 8C_B^2(B)R_B^3(B)L \times C_{GD} \left(\frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) + 8LC_{GD}C_B^2(B)R_B^2(B) \times \\ & \times \left(\frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) + 4LC_{GD}R_B(B) \left(\frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) \sqrt{A_1 + 2A_2} + 4R_B(B) \times \\ & \times \left(\frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) LC_{GD} + 4C_B(B)LC_{GD} \left(\frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) \sqrt{A_1 + 2A_2} + \\ & + 4LC_{GD}C_B(B) \times \left(\frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) \left. \right) / \left(\left(2\sqrt{A_1 + \sqrt{A_1^2 + 2A_2}} / A_2 \right) \times \right. \\ & \left. \times LC_{GD}C_B^3(B)R_B^3(B)\sqrt{A_1 + 2A_2} \right), \end{aligned} \quad (5)$$

де $A_2 = 2LC_{GD}(C_B(B)R_B(B))^2$.

Графік залежності чутливості радіовимірювального параметричного сенсора газу на основі магніточутливого двоколекторного транзистора від індукції магнітного поля представлений на рис.3. Як видно із графіка найбільша чутливість радіовимірювального параметричного сенсора газу лежить у діапазоні від 0 до 60 мТл і становить 60...200 Гц/мТл.

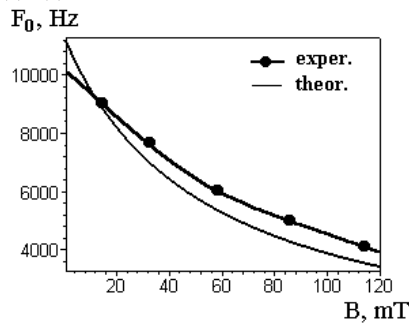


Рис.2. Залежність частоти генерації від індукції магнітного поля

Графік залежності частоти генерації радіовимірювального параметричного сенсора газу від концентрації газу (кисню O₂) наведено на рис.3, а залежність чутливості радіовимірювального параметричного сенсора газу на основі магніточутливого двоколекторного транзистора подано на рис.4. Як видно із графіка, найбільша чутливість радіовимірювального параметричного сенсора газу лежить у діапазоні від 0 до 60 % концентрації кисню і становить 60...200 Гц/%.

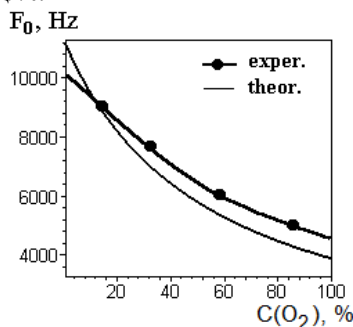


Рис.3. Залежність частоти генерації від концентрації газу (кисню O₂)

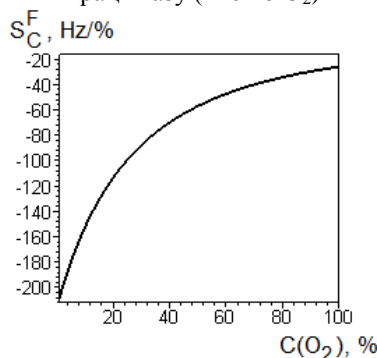


Рис.4. Залежність чутливості від концентрації газу (кисню O₂)

3. ВИСНОВКИ

Розроблено математичну модель радіовимірювального параметричного сенсора газу на основі магніточутливого двоколекторного транзистора. На основі математичного моделювання отримано гра-

фічні залежності функції перетворення та чутливості радіовимірювального параметричного сенсора газу. Найбільша чутливість радіовимірювального параметричного сенсора газу для індукції магнітного поля становить 200 Гц/мТл. Чутливість радіовимірювального параметричного сенсора газу від концентрації кисню становить 60...200 Гц/%.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 Джексон Р.Г. Новейшие датчики. –М.: Техносфера, 2007. – 384 с.
- 2 Датчики: Справочное пособие / Под общ. ред. В.М. Шарипова, Е.С. Полищука. Москва: Техносфера, 2012. –624 с.
- 3 Пат. України № 123930 МПК G01N 27/72. Магнітоелектронний газоаналізатор / Вікулін І. М., Вікуліна Л. Ф., Горбачов В. Е., Софронков О. Н. // Заявка на винахід № у 2017 10231; Заяв. 23.10.2017; Опубл. 12.03.2018, Бюл.№ 5.
- 4 Осадчук В. С., Осадчук А. В. Реактивные свойства транзисторов и транзисторных схем. - Винница: «Универсум-Винница», 1999. - 275 с.
- 5 Alexander V. Osadchuk; Vladimir S. Osadchuk; Iaroslav A. Osadchuk; Olena O. Seletska; Piotr Kisała; Karlygash Nurseitova. Theory of photoreactive effect in bipolar and MOSFET transistors // Proceedings Volume 11176, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2019; 11176II (2019)
- 6 Oleksandr V. Osadchuk, Volodymyr S. Osadchuk, Iaroslav O. Osadchuk, Maksat Kolimoldayev, Paweł Komada, Kanat Mussabekov. Optical transducers with frequency output // Proc. SPIE 10445, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High Energy Physics Experiments 2017, 104451X (August 7, 2017).

RADIOMEASURING PARAMETRIC GAS SENSOR FOR BASES ON THE TWO COLLECTOR MAGNETIC SENSITIVE TRANSISTOR

Osadchuk A.V., Osadchuk V.S., Osadchuk I.A.,
Pastushenko H.A.

Department of Radio Engineering
Vinnitsa National Technical University
osadchuk.av69@gmail.com

Abstract — A mathematical model of a radio-measuring parametric gas sensor based on a magnetically sensitive two collector transistor has been developed. Analytical expressions are obtained for the conversion function and the sensitivity equation for the action of magnetic field induction and gas concentration. Based on mathematical modeling, graphical dependences of the conversion function and sensitivity of the developed gas sensor are obtained. The highest sensitivity of a radio-measuring parametric gas sensor for magnetic field induction lies in the range from 0 to 60 mT and is 60...200 Hz/mT. The greatest sensitivity of the radio-measuring parametric gas sensor on the gas concentration lies in the range from 0 to 60% of the oxygen concentration and is 60...200 Hz/%.

Key words: radiomeasuring parametric gas sensor, magnetically sensitive two collector transistor, negative differential resistance.

АНАЛІЗ БОКОВОГО ТА ЗАДНЬОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ АНТЕН ЗА МЕЖАМИ РОБОЧОЇ СМУГИ ЧАСТОТ

Сідень С.В.

каф. телебачення та радіомовлення

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

ssiden1@live.com

Анотація – У роботі представлено характеристику для оцінки рівня випромінювання у заданому секторі кутів – секторальний рівень позасмугового випромінювання антен у боковій області. Дана характеристика може бути корисною при оцінці позасмугових рівнів випромінювання антен за межами робочого діапазону частот у задачах електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів.

Ключові слова: антени, електромагнітна сумісність, позасмугові випромінювання

1. ВСТУП

Рівень електромагнітних завад, що випромінюються передавачами або що проникають на вхід приймального пристрою залежить від характеристик спрямованості антенної системи. Через велику концентрацію антен, необхідно враховувати всі можливі варіанти появи електромагнітних завад, у тому числі на частотах, які значно відрізняються від частот робочої смуги. Але, характеристики антен (діаграма спрямованості, поляризація, вхідний імпеданс) вказуються лише для робочого діапазону частот. Найчастіше характеристики антен за межами робочої смуги частот є невідомими. Крім того, на даний час вони не нормуються та не контролюються при виготовленні.

Тому аналіз позасмугових характеристик антен є важливою науково-технічною задачею, вирішення якої підвищить точність оцінки електромагнітної обстановки.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

При аналізі частотної залежності коефіцієнта підсилення в області головної пелюстки діаграми спрямованості використовують математичні моделі, побудовані на основі статичних вимірів коефіцієнту. Основним недоліком математичних моделей для визначення коефіцієнту підсилення за межами робочої смуги частот є те, що вони не враховують відхилення головної пелюстки діаграми спрямованості та не включають умови появу бокових та задніх пелюсток. Крім того, не враховуються резонансні характеристики та явища, що можуть значно змінити амплітудну характеристику спрямованості антени та, відповідно, рівень коефіцієнта підсилення.

Через це була запропонована нова характеристика для оцінки рівня випромінювання у заданому секторі кутів – секторальний рівень позасмугового випромінювання антен у боковій області:

$$G_s = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N S(\theta), \quad (2)$$

де $S(\theta)$ визначається як:

$$S(\theta) = \frac{1}{\Delta} \int_{\theta_n}^{\theta_{n+1}} F(\theta) d\theta, \quad (3)$$

Δ – крок оцінки, $\Delta = \frac{\pi/2 - \Delta\Omega/2}{N}$, $\Delta\Omega$ – ширина

ГПДС за рівнем половинної потужності; N – кількість областей розбиття; $\theta_n = \pi/2 - \Delta\Omega/2 - \Delta \cdot n$, $n = 0, 1 \dots N$; $F(\theta)$ – відома амплітудна характеристика спрямованості антени на досліджуваній частоті.

3. ВИСНОВКИ

Розроблена математична модель для врахування середнього рівня позасмугового випромінювання для областей небажаного випромінювання (бокового та заднього). Приведена характеристика може бути корисною у задачах оцінки позасмугових рівнів випромінювання антен за межами робочого діапазону частот у задачах електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів.

4. ЛІТЕРАТУРА

1 Ефанов В.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / В.И. Ефанов, А.А. Тихомиров. – Томск: ТГУСУРЭ. 2012. – 228 с.

ANALYSIS OF SIDE AND BACK RADIATION OF ANTENNAS OUTSIDE OPERATING FREQUENCY RANGE

Siden S.V.

Department of Television and Radio Broadcasting
O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications,
Ukraine.

ssiden1@live.com

Abstract - The paper presents a characteristic for estimating the level of radiation in a given sector of angles - the sectoral level of out-of-band radiation of antennas in the side region. This characteristic can be useful in estimating the out-of-band radiation levels of antennas outside the operating frequency range in the problems of electromagnetic compatibility of electronic means.

Key words: antennas, electromagnetic compatibility, out-of-band radiation

ANALYSIS OF LTE-A NETWORK THROUGHPUT TAKING INTO ACCOUNT THE SPATIAL LOCATION OF MOBILE STATIONS

Siden S.V., Makoveenko D.O., Pyliavskiy V.V.
 Department of Television and Radio Broadcasting
 O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications, Ukraine.
ssiden1@live.com, dikatama.dm@gmail.com, v.pilyavskiy@ukr.net

Abstract – The use of adaptive antenna arrays (AAR) to increase the throughput in LTE-A mobile networks is proposed and the benefits of its use compared to the standard type of base station antenna are analyzed. The simulation of throughput for 50 resource blocks showed that in the presence of internal system interference when using standard antennas of base stations, the average bandwidth is from 11.2 Mbps to 12.3 Mbps. At the same time, due to the use of adaptive antenna systems, the average throughput increases from 11 Mbit/s to 35 Mbit/s for all types of multipath channels considered.

Key words: LTE; Adaptive modulation and coding; capacity; adaptive antenna arrays.

1. INTRODUCTION

Increasing the capacity in mobile networks is an urgent task for any generation of the network. Fourth generation mobile communications (4G LTE) technologies provide further development by increasing data rates and better quality of service.

LTE is based on orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) and achieves high data rates, combining high bandwidth, higher order modulation and spatial multiplexing.

When building a mobile network, mutual interference in the network is a significant factor that degrades the signal / (interference + noise) and reduces the bandwidth in the radio channel.

One of the approaches that reduces intra-system interference in the mobile network is the use of adaptive antenna arrays.

Adaptive antenna arrays have many advantages over conventional antenna arrays of mobile communication systems. The main ones are the ability to quickly adjust the scheme of beam formation and the ability to control it. By combining the use of adaptive antenna arrays and adaptive modulation and coding schemes, you can significantly increase network bandwidth [1].

It is noted in the works that due to the adaptive beam generation and spatial distribution of subscribers (SDMA), which becomes possible due to the use of adaptive antenna arrays, it is possible to significantly increase the bandwidth of 4th generation networks [2-3]. But at present, numerical indicators that will clearly show an increase in bandwidth have not yet been given.

2. MAIN PART

To assess the interference situation in the LTE-A network, a periodic structure in the form of a flat regular

hexagonal lattice containing seven cells and three sector antennas in each cell is considered.

In the central cell there is a mobile station with transmitter power. Mobile stations operate in the cells of the first interference circuit, creating an interference at the input of the base station receiver.

The use of an adaptive antenna system can reduce the noise level by adaptively changing the antenna pattern and reducing the noise level from the corresponding mobile station.

The evaluation of the proposed adaptive antenna system is carried out by modeling the noise situation of the mobile network, by choosing the cell size, the density of the mobile stations, the installation heights of the base and mobile stations. For the specified output data, the total noise level at the input of the base station receiver and the resulting value of the signal / (noise + noise) ratio is determined using expression (1):

$$SINR = \frac{P_{rx}}{P_n + \sum_{k=1}^N P_{int_k}}, \quad (1)$$

where P_{rx} is the signal strength of the mobile station at the input of the base station receiver; P_n is the base station's own noise level.

When evaluating the proposed antenna, the index of the modulation code scheme is determined in accordance with the obtained value of the signal / (noise + noise) and the size of the transport unit (TBS).

The LTE network allows the mobile station to adapt by applying different modulation and coding modes (MCS). Each of the MCS data can be used at a regulated signal-to-noise (SNR) threshold, which in turn depends on the propagation conditions in the radio channel. The latter can be modeled from the conditions of distribution and type of channel. In fact, when calculating the losses for each MCS, you can determine the radius of the coverage area of one BS.

Adaptive modulation-coding scheme, as the main part of the AMC (Adaptive Modulation and Coding) [4] procedure, includes the ability to determine the SNR threshold and through feedback, through the quality indicators of the CQI channel, to change the transmission parameters and the type of MCS.

Depending on the type and quality of the communication channel, E-UTRA can change the scenario of the AMC procedure at known values of the coefficient of false blocks BLER (Block Error Rate) are in the quality indicators of the CQI channel. Thus change of MCS is possible only on condition that the BLER value cannot be less than 10^{-1} .

An isotropic (omnidirectional) emitter is used as an element of the antenna array and the mutual influence of the elements on each other is not taken into account.

To analyze the bandwidth of the LTE-Advanced network in the Matlab environment, a computer model of the mobile network was developed, in which useful and interfering signals are randomly placed. As a base station antenna were used as a standard antenna of 4G networks and an adaptive linear equidistant antenna array.

The initial data of the network on the basis of which the simulation was performed are presented in table. 1.

Table 1 – Initial data of the model

Parameter	Value
Frequency Band	FDD, Band 3
Cell radius	1 km
Transmitting antenna height	40 m
Receiving antenna height	2 m
Bandwidth	10 MHz (50 resource blocks)
Transmitter power MS	-40 dBm...23 dBm
Maximum BS Antenna gain	16 дБі
Channel model	Extended Hata
Environment	Urban area

According to the simulation results, the value of the antenna pattern is obtained, which provides the minimum level of gain in the direction of interfering mobile stations with the highest power, by dynamically adapting the antenna parameters to the location of mobile stations and signal propagation conditions.

During the simulation, 100 random iterations of subscribers of useful and interfering signals were performed [5].

In the table 2 shows the average values of the minimum, maximum and average gain when using an adaptive equidistant linear antenna array compared to a standard antenna array of a mobile network, the parameters of which are given in Recommendation ITU-R F.1336-4 [6].

Table 2 – The average increase of the gain of the antenna BS

θ	ΔG_{\min} , dB	ΔG_{\max} , dB	$\Delta \bar{G}$, dB
θ_s	2.95	8.56	5.69
θ_{n1}	12.23	-49.99	-13.48
θ_{n2}	22.52	-29.72	-2.06
θ_{n3}	25.40	-25.21	1.69
θ_{n4}	0.57	-62.01	-22.42
θ_{n5}	0.30	-64.76	-32.84
θ_{n6}	3.52	-54.33	-28.33

Analysis of table 2 shows that the average gain of the adaptive antenna array in the direction of the mobile station, which generates a useful signal by 5.69 dB

compared to a standard antenna array network LTE-A. At the same time, there is a significant reduction in the gain of the antenna in the direction of interfering mobile stations.

The value $\Delta \bar{G}$ significantly depends on the angular difference between the directions of the useful and interfering signal. In the directions of the interference signals, the value $\Delta \bar{G}$ of the gain changes significantly. This is due to the close location of the useful signal and interference.

To clearly show the gain in the qualitative characteristics of the network, a bandwidth analysis was performed for different types of antennas.

In fig. 1-2 shows the bandwidth distribution (transport block size, TBS, kbit/s) for 50 RB when using a standard antenna array compared to an adaptive equidistant linear antenna array.

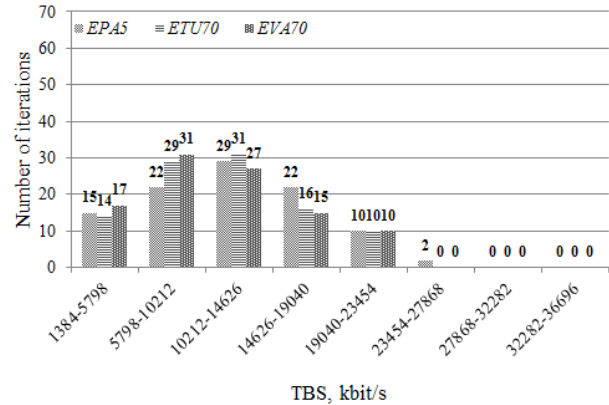


Figure 1 – The size of the transport unit when using an antenna array, the parameters of which are given in Recommendation ITU-R F. 1336-4

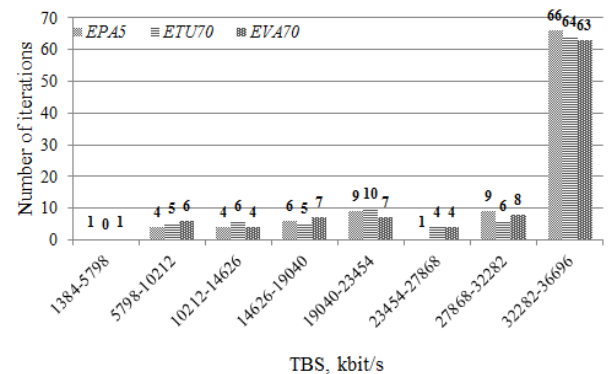


Figure 2 – The size of the transport unit when using an adaptive linear equidistant antenna

3. CONCLUSIONS

When using adaptive antenna systems, the increase of the antenna gain in the direction of the useful signal and the simultaneous reduction of the gain in the direction of the interference signals is provided. This is ensured by adaptively changing the antenna parameters by searching for mobile stations that create the highest level of interference. Thus, for the interference signals with the highest level, the average gain of the antenna gain is 33.84 and 28.33 dB, respectively.

However, in some cases there was an increase in the

level of interference signals due to the appearance of diffraction maxima of the radiation pattern of the proposed linear antenna array.

The uplink throughput simulation for 50 resource blocks in the LTE-A network was performed. It is shown that due to the use of adaptive antenna systems, the average bandwidth increases from 11 Mbit/s to 35 Mbit/s for all types of distribution channels considered: EPA5, ETU 70 and EVA70.

4. REFERENCES

- 1 Wang, Y., Yang, X., Ma, A., & Cuthbert, L. (2009, October). Intelligent resource optimisation using semi-smart antennas in LTE OFDMA systems. In 2009 IEEE international conference on communications technology and applications (pp. 173-179).
- 2 Boudreau, G., Panicker, J., Guo, N., Chang, R., Wang, N., & Vrzic, S. (2009). Interference coordination and cancellation for 4G networks. *IEEE Communications Magazine*, 47(4), 74-81.
- 3 Himayat, N., Talwar, S., Rao, A., & Soni, R. (2010). Interference management for 4G cellular standards [WIMAX/LTE UPDATE]. *IEEE Communications Magazine*, 48(8), 86-92.
- 4 Kim I. Implementation and performance evaluation of 256-QAM in vienna system level simulator / I. Kim, U. Jungsun, P. Seungkeun // 20th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT). – 2018. DOI: 10.23919/ICACT.2018.8323830
- 5 Makoveenko, D., Siden, S., Pyliavskiy, V., & Fokin, R. (2019, October). Use of Adaptive Antenna Arrays to Reduce Interference in the E-UTRA Network. In 2019 27th National Conference with International Participation (TELECOM) (pp. 12-15). IEEE.
- 6 Recommendation ITU-R F. 1336-4. Reference radiation patterns of omnidirectional, sectoral and other antennas for the fixed and mobile service for use in sharing studies in the frequency range from 400 MHz to about 70 GHz, 2014. – 45 p.

АНАЛІЗ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ МЕРЕЖІ LTE-A З УРАХУВАННЯМ ПРОСТОРОВОГО РОЗМІЩЕННЯ РУХОМИХ СТАНЦІЙ

С.В. Сідень, Д.О. Маковецько, В.В. Пилявський
Кафедра телебачення та радіомовлення
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова,
Україна
ssiden1@live.com, dikatama.dm@gmail.com,
v.pilyavskiy@ukr.net

Анотація – Запропоновано використання адаптивних антенних решіток (ААР) для збільшення пропускної здатності у мережах мобільного зв'язку LTE-A та проаналізовано вигоду від її використання у порівнянні зі стандартним типом антени базових станцій. Проведено моделювання пропускної здатності для 50 ресурсних блоків показало, що в умовах наявності внутрішньосистемних завад при використанні стандартних антен базових станцій середня пропускна здатність становить від 11,2 Мбіт/с до 12,3 Мбіт/с. Завдяки використанню адаптивних антенних систем середня пропускна здатність збільшується з 11 Мбіт/с до 35 Мбіт/с для усіх типів каналів багатопроменевого поширення, що розглядалися.

Ключові слова: LTE; Адаптивная модуляция и кодирование; пропускная способность; адаптивные антенные решетки.

SIMULATION OF RADIO COVERAGE IN 5G MOBILE NETWORKS FOR URBAN ENVIRONMENT

Makoveenko D.O., Siden S.V.

Department of Television and Radio Broadcasting

O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications, Ukraine.

dikatama.dm@gmail.com, ssiden1@live.com

Abstract – The paper simulates radio coverage for 5G mobile communication networks in an urban environment. Models of radio wave propagation in extremely high frequency (EHF) bands are presented. According to the results of the calculation of the maximum reception range for 5G systems in the EHF frequency bands, it was determined that for urban environments the installation density will be significantly higher than for 4G systems. When deploying 5G networks, the radio frequency bands 24.25 – 27.5 GHz, 37 – 48.2 GHz and 66 – 71 GHz are considered.

Key words: 5G; coverage; EHF

1. INTRODUCTION

Fifth generation (5G) mobile technology is a new phase in the evolution of mobile standards, following 4G LTE. The fifth generation networks are connected to the new radio interface IMT-2020, which is standardized in the International Telecommunication Union (ITU) and concerns the formation of the concept of future development of the International Mobile Telecommunications (IMT) for the period up to 2020 and beyond.

The analysis of the frequency bands for the 5G radio interface shows that currently the main attention in the further deployment of 5G networks is focused on the microwave bands – extremely high frequencies, namely in the range from 24.25 GHz to 86 GHz.

At the 2019 World Radiocommunication Conference, which takes place every four years under the auspices of the ITU, the following radio frequency bands were allocated for 5G: 24.25 – 27.5 GHz; 37 – 43.5 GHz; 43.5 – 47 GHz; 47.2 – 48.2 GHz and 66 – 71 GHz.

With this in mind, it is important to assess the radio coverage of new networks in 5G frequency bands. [1-2] provides scenarios for the deployment of 5G networks based on Recommendation ITU-R M.2101-0 [2]. Consider in more detail the scenarios of the urban environment.

2. MAIN PART

Macrocell in an urban environment. The macro-case scenario in an urban environment is intended for multi-storey buildings, where the base station antennas are usually installed at or above the roof level. The power of the base station may vary depending on the required coverage. Users can be either outdoors or indoors.

Microcell in an urban environment. The microcellular scenario in an urban environment is intended for multi-storey buildings when the base station antennas

are installed below the roof level.

Base station antennas are typically deployed as single-sector antennas or low-power beam-forming antennas. In this scenario, antenna deployments are in an environment in which radio propagation conditions are characterized by the dominance of blocking and multipath effects, such as outdoor microcells or access points.

Consider in more detail the scenarios of the urban environment [2–3].

According to [3], the following models of radio wave propagation are proposed for modeling a 5G radio channel in the microwave frequency bands. Below are the losses of radio wave propagation for different types of models in the urban environment (macro level).

Model UMa_A, line of sight (LoS):

$$PL_{UMa-LoS} = \begin{cases} PL_1 & 10 \text{ m} \leq d_{2D} \leq d'_{BP} \\ PL_2 & d'_{BP} \leq d_{2D} \leq 5 \text{ km} \end{cases}, \quad (1)$$

$$PL_1 = 28.0 + 22 \lg(d_{3D}) + 20 \lg(f_c), \quad (2)$$

where $\sigma_{SF} = 4$ dB is the standard deviation; $10 \text{ m} \leq d_{3D} \leq 5000 \text{ m}$ is the distance between the antennas of the base and mobile stations; $h_{BS} \leq 25 \text{ m}$ is height of the base station antenna; $6 \text{ GHz} \leq f_c \leq 100 \text{ GHz}$ is the carrier frequency; $1.5 \text{ m} \leq h_{UT} \leq 22.5 \text{ m}$ is the antenna height of the mobile station.

$$d'_{BP} = 4 \cdot h'_{BS} \cdot h'_{UT} \cdot f_c / c, \quad (3)$$

$$PL_2 = 40 \lg(d_{3D}) + 28.0 + 20 \lg(f_c) - 9 \lg((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2), \quad (4)$$

where $\sigma_{SF} = 4$ dB is the standard deviation.

Model UMa_A, non-line of sight (NLoS):

$$PL_{UMa-NLoS} = \max(PL_{UMa-LoS}, PL'_{UMa-NLoS}), \quad (5)$$

$$PL'_{UMa-NLoS} = 13.54 + 39.08 \lg(d_{3D}) + 20 \lg(f_c) - 0.6(h_{UT} - 1.5), \quad (6)$$

where $\sigma_{SF} = 6$ dB is the standard deviation;

Model UMa_B, line of sight:

$$PL_{UMa-LoS} = \begin{cases} PL_1 & 10 \text{ m} \leq d_{2D} \leq d'_{BP} \\ PL_2 & d'_{BP} \leq d_{2D} \leq 5 \text{ km} \end{cases}, \quad (7)$$

$$PL_1 = 28.0 + 22 \lg(d_{3D}) + 20 \lg(f_c), \quad (8)$$

$$PL_2 = 40 \lg(d_{3D}) + 28.0 + 20 \lg(f_c) - 9 \lg((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2), \quad (9)$$

where $\sigma_{SF} = 4$ dB is the standard deviation.

Model UMa_B, non-line of sight:

$$PL_{UMa-NLOS} = \max(PL_{UMa-LOS}, PL'_{UMa-NLOS}), \quad (10)$$

$$PL'_{UMa-NLOS} = 13.54 + 39.08 \lg(d_{3D}) + 20 \lg(f_c) - 0.6(h_{UT} - 1.5) \quad (11)$$

where $\sigma_{SF} = 6$ dB is the standard deviation

The geometric relations used in formulas (1-11) are shown in Figure 1.

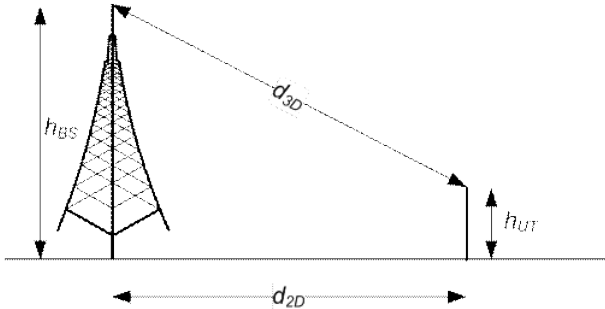


Figure 1 – Geometric relations for the indoor mode of the radio channel

The network parameters according to [4-5] are used to simulate the 5G radio channel in the EHF.

Determine the reception range for 5G systems for three modes of receiver sensitivity:

- for modulation and code rate QPSK 1/16; spectral efficiency is 0.1523;
- for modulation and code rate 64QAM 0.55; spectral efficiency is 3.3223;
- for modulation and code rate 256QAM 0.92; spectral efficiency is 7.406.

The results of the calculation of the maximum reception range for 5G systems in the EHF are summarized in table 1.

Table 1 – The results of the calculation of the maximum reception range for the urban environment for 5G systems in the frequency bands of microwaves

Spectral efficiency	Urban, LOS, m			Urban, NLOS, m		
	26.5 GHz	45 GHz	71 GHz	26.5 GHz	45 GHz	71 GHz
0.1523	1250	650	315	127	84	54
3.3223	135	75	40	39	26	17
7.4063	20	14	9	12	8	5

3. CONCLUSIONS

Based on the results of the calculation of the maximum reception range for 5G systems in the frequency bands of the microwave, the following conclusions can be drawn:

- coverage in 5G networks operating in EHF bands is highly dependent on the radio frequency band: 24.25 - 33.4 GHz, 37 - 52.6 GHz or 66 - 86 GHz and the spectral efficiency used;

- for maximum spectral efficiency, and hence network bandwidth, the reception range is up to 20 m in an urban environment;

- for the average spectral efficiency in an urban environment, the reception range is from 40 m to 135 m in the presence of line of sight and from 17 m to 39 m in the non-line of sight;

- for minimum spectral efficiency, in an urban environment the reception range is from 430 m to 1580 m in the presence of line of sight and from 58 m to 122 m in the the non-line of sight;

- the obtained results of the calculation of the maximum reception range for 5G systems show that for the urban environment the installation density will be significantly higher than for 4G systems

4. REFERENCES

- 1 M. Polese, M. Giordani, M. Mezzavilla, S. Rangan, and M. Zorzi, "Improved Handover Through Dual Connectivity in 5G mmWave Mobile Networks," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 35, no. 9, pp. 2069–2084, Sept 2017.
- 2 Recommendation M.2101-0. Modelling and simulation of IMT networks and systems for use in sharing and compatibility studies // Geneva: ITU-R, 2017 – 35 p.
- 3 Report M.2412-0. Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-2020 // Geneva: ITU-R, 2017 – 144 p.
- 4 D. Makoveyenko, R. Bykov, O. Osharovska "Interference from Ultra Wide Band Devices on Mobile Service in the Frequency Range of 3400-3800 MHz" 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), DOI: 10.1109/ELNANO.2019.8783494, 2019
- 5 G. R. MacCartney, Jr., T. S. Rappaport, S. Sun, and S. Deng, "Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 and 73 GHz for ultra-dense 5G wireless networks," IEEE Access, vol. 3, pp. 2388–2424, Oct. 2015.

МОДЕЛЮВАННЯ РАДІОПОКРИТТЯ В МЕРЕЖАХ РУХОМОГО ЗВ'ЯЗКУ 5G ДЛЯ МІСЬКОЇ ЗАБУДОВИ

Д.О. Маковецько, С.В. Сідень
 Кафедра телебачення та радіомовлення
 Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова,
 Україна
dikatama.dm@gmail.com, ssiden1@live.com

Анотація – В роботі проведено моделювання радіопокриття для мереж рухомого зв'язку радіотехнології 5G в умовах міського середовища. Наведено моделі поширення радіохвиль в смугах надзвичайно високих частот (EHF). За результатами розрахунку максимальної дальності приймання для систем 5G в смугах частот EHF визначено, що для міського середовища щільність встановлення буде суттєво вищою ніж для систем 4G. При розгортанні мереж 5G розглядаються смуги радіочастот 24.25 – 27.5 ГГц, 37 – 48.2 ГГц та 66 – 71 ГГц.

Ключові слова: 5G; coverage; EHF

СИСТЕМА МОНІТОРИНГУ НА БАЗІ ТЕХНОЛОГІЇ LoRaWAN

Пилявський В.В., Патлаєнко М.О., Таран А.П.
 Кафедра телебачення та радіомовлення
 Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова
v.pilyavskiy@ukr.net

Анотація – Представлено систему моніторингу параметрів навколишнього середовища та гранту на базі радіотехнології LoRaWAN. Запропоновано реалізацію зниження енергоспоживання, що збільшує час автономної роботи, розширення зони впевненого прийому, а також реалізацію серверної частини з візуалізацією даних на web-сайті.

Ключові слова: система моніторингу, енергоефективність, зона впевненого прийому, сервер, IoT

1. ВСТУП

Стрімкий розвиток IoT технологій базується на використанні каналу зв'язку для передавання даних, керування тощо. Одним із видів радіозв'язку є LoRaWAN [1], яку відрізняє від інших технологій низьке споживання електроенергії та збільшена до 10 км відстань передавання сигналу.

Ціллю є покращення показників, що заявлені виробником, підвищення енергетичних показників, використання Інтернет ресурсів для збору та обробки даних.

2. ОПИС СИСТЕМИ

Вхідними даними є характеристики кінцевого обладнання до яких слід віднести параметри представлені у таблиці 1.

Таблиця 1 - Технічні характеристики модуля LORA F8L10D-E

Характеристика	Значення
Робоча частота, МГц	433
Потужність передавача, дБм	30
Чутливість приймача, дБм	-140
Протяжність зв'язку у місті, км	2
Протяжність зв'язку на рівнині, км	11,5

Виходячи із поставленої цілі було вирішено реалізовувати наступні етапи:

- покращення енергетичних характеристик;
- збільшення зони впевненого приймання сигналу;
- забезпечення передавання на сервер даних;
- візуалізація даних за допомогою web-інтерфейсу.

В подальшому буде приділено увагу кожному із етапів.

Покращення енергетичних характеристик

Енергетичні характеристики є вкрай важливими при проектуванні пристроїв розрахованих на тривалу автономну роботу без заряду батареї. Частіше за все, розробники пристроїв використовують режим «deep sleep» для зменшення споживання, власне в проєкті й було обрано даний режим, але модуль [2] потребує зовнішнього сигналу для виходу в робочий режим зі сну. Було запропоновано виконання наступну схему для реалізації режиму сну, рис.1.

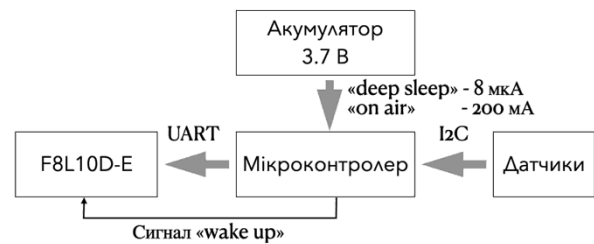


Рис. 1 – Блок схема роботи датчика із функцією «deep sleep»

Слід відмітити, що досягнення споживаною потужності 8 мкА не можливо без переведення самого мікроконтролера в режим сну, а також без примусового відключення: вбудованого АЦП, тактового генератора тощо. Для керування роботою використовувався сторожовий таймер. В момент передавання споживання збільшується та у піковому своєму значенні рівне 200 мА.

Роботу алгоритму можна представлено на рис. 2.



Рис. 2 – Алгоритм керування «deep sleep»

Збільшення зони впевненого приймання сигналу Задля збільшення зони впевненого приймання

сигналу використовувалась спроектована антена, з якою більш детально можна ознайомитись в роботі [3].

Завдяки використанню направленої антени вдалось збільшити зону впевненого приймання сигналу понад в 1.5 рази при незмінній споживаній потужності.

Забезпечення передавання на сервер даних

Під час реалізації проекту було налагоджено дві схеми передавання даних: локальна та глобальна (через мережу Інтернет).

Зацікавленість складає передавання даних на сервер з подальшою обробкою. Саме тому було реалізовано схему включення, яка зображена на блок схемі рис. 3.

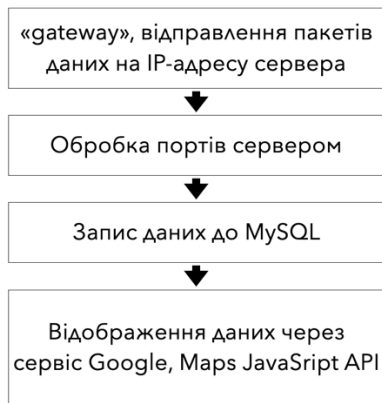


Рис. 3 – Структурна схема відправи даних та роботи сервера

Сервер був спроектований таким чином щоб міг обробляти декілька запитів у неблокуючому режимі з'єднання, обробка даних та відокремлення даних від різних гетвеїв виконується спеціальним кодом, який сортує данні та відправляє у буфер для запису у базу даних.

Візуалізація даних за допомогою web-інтерфейсу

Оброблені дані, відправляються на програмний засіб Google, що вбудований в структуру сайту. Дані доступні всім користувачам й відображаються у полі «label» до позначки геолокації на карті. Тестове доменне імя сайту на якому здійснюються роботи по налагодженню та на якому можна спостерігати робот системи, www.lorawan.space

3. ВИСНОВКИ

В роботі пройдено всі етапи проектування на налагодження роботи системи передавання та візуалізації даних.

Напрацьовано ряд рекомендацій щодо конструкції та встановлення антен. Щодо конструкції корпусу та використовуваних датчиків для роботи системи.

Виконано побудову серверу, створення бази даних, та візуалізація їх на сайті, що спрощує користування інформацією для моніторингу чи прийняття рішення.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 <https://en.four-faith.com>
- 2 <https://en.four-faith.com/f8110d-lora-module.html>
- 3 Методы увеличения дальности действия LORAWAN/ А.П. Таран, В.В. Пилявский, С.В. Сидень, Д.А. Маковеевко, О.С. Кольцова/ Международная научно-техническая конференция «Современные средства связи», Минск, 28 октября 2019 г.

MONITORING SYSTEM BASED ON LORAWAN TECHNOLOGY

Pyliavskiy V.V., Patlayenko M.O., Taran A.P.
Department of radio and television department
O.S.Popov Odessa National Academy of Telecommunications
v.pilyavskiy@ukr.net

Abstract — The system of monitoring of parameters of environment and grant on the basis of LoRaWAN radio technology is presented. It is proposed to reduce energy consumption, which increases the battery life, expand the zone of confident reception, as well as the implementation of the server part with data visualization on the web-site.

Key words: monitoring system, energy efficiency, safe reception area, server, IoT

MEDIA CONTENT PROTECTION BY 3D MESH WATERMARKING TECHNIQUE

Olena Osharovska, Valentina Solodka
Dept. Radio and Television Broadcasting,
O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications
osharovskaya@gmail.com, valyaonas@gmail.com

Abstract — *The paper analyzes the construction of a system for embedding watermarks in media content. The option is considered when three-dimensional objects defined by the coordinates of the mesh vertices that are present in the video. To protect such video objects, a discrete wavelet coordinate transformation is performed with subsequent decomposition. Watermarks are embedded in the low-order bits of the low-frequency band of the wavelet coefficients of the singular points near the boundaries. For an image, watermarks are treated as noise; on the other hand, to protect against piracy, these signs must be correctly decoded and extracted.*

Key words: *Ultra-high definition television, digital watermarking, three-dimensional meshes, wavelet coefficient vectors, media content protection*

1. INTRODUCTION

In general, the content protection system has two tasks. Firstly, it is the organization of conditional access, so that only those who have the right to have access have it, for example, who paid for the viewing or is in the correct region for which the television channel buys content and sells advertising. The second task is to combat illegal copying of content.

Three levels of content protection are implemented in set-top boxes and televisions. The first level of protection is from the video server to the set-top box. It uses CAS (Conditional Access System) and DRM (Digital Rights Management) tools. Their task is to encrypt data and determine who has the right to decrypt this content.

The second level includes content protection after decoding a video set-top box and during its transmission to a display device (TV).

In modern consoles, you can find several interfaces for video output: analog composite and component, digital HDMI 1.x or 2.x. Component and composite video outputs do not support UHD video; they are present, as a rule, for compatibility with old TVs.

The third level is the protection of content. After it has been transmitted and decrypted by the receiving device. At this level, watermarking technology is used. Watermarks allow you to put discreetly a unique mark in the video. In case of violation of rights by the mark, you can quickly identify the violator and block his access to the content. There is a variety of use for watermarking, and different approaches are required for video-on-demand and live content, but the defining mo-

ment for watermarking has undoubtedly come with the rapid growth of 4K UHD content.

2. MAIN PART

With the advent of streaming technologies, it seemed for many that the unicast nature, that is, poor scaling, would become an obstacle to mass application. Indeed, loading servers and the network of the same stream with thousands of users at the same time seems like a futile task. However, there are other obstacles to this. Multicast technology does not include mechanisms to ensure the reliability of transmission and overcome congestion; there is no protection against attacks of various kinds. Another area of load optimization is ABR. Two or three years ago, major encoder developers such as Harmonic, Cisco, and Ericsson introduced the industry to ABR (Adaptive Bit Rate) encoders, which form video profiles where constant bitrate is replaced by constant video quality. The gain from such a solution is that high image quality does not always require the maximum transmission speed - the use of the channel's transport resource is optimized, and the user can often receive top-profile video. This approach requires more intelligent encoders and image quality assessment technologies. Harmonic encoders use the corporate technology for maintaining stable image quality EyeQ, while other solute Streaming technologies are used not only for video delivery to end users, but also for professional transfer. If we are talking about delivery to relay points, then this is solved with the help of CDN often, sometimes even based on traditional HLS. According to information from Cisco, some operators use HLS to deliver video to segments of the administered IPTV networks, replacing them with previous transport solutions. The logic of this approach is that the HLS format is still required for delivery to gadgets, and in order not to duplicate traffic streams and not support two delivery systems, operators leave only streaming. In addition to delivery to relay points, there are tasks of transferring live content from the event to the studio and inter-studio transmission or distribution of corporate video. In addition, some may not be happy with the conditions or technical capabilities of the available CDNs. In other words, transport systems that are not integrated with CDNs also have the right to life use standard quality assessment methods.

Video analytics began with testing and monitoring of quality of service (QoS), which boils down to minimizing delivery errors. This served as the basis for improving the quality of perception (QoE) by measuring the integrity of the content, including video clarity, col-

or gamut compliance, audio / video synchronization, subtitles and metadata, as well as a general view of the experience. Good QoE depends on good QoS. As the video services switched to access the Internet protocol, it became possible to use the technology of inserting online advertising, measuring advertising and analyzing the quality of streaming to better ensure the continuity of the experience and measure its effectiveness: advertising analytics. The analyst took another step to detect and combat piracy. Video providers can set usage parameters, track usage that goes beyond these settings, and track content coming from sources suspected of piracy to determine where the content came from. This can be called an analytics of violations. In order to keep up with the constant flow of monitoring data, automation is needed to determine whether to raise the red flag. The copyright holder or content owner usually sets evaluation options. Examples include number of devices; account holders are allowed to use a certain number of simultaneously active devices. Detection of sudden changes in the range or number of devices associated with an account.

- Allowed devices: allow delivery to certain types of devices (for example, HD STB and streaming devices, but not smartphones).
- place of use; for example, use only at home or attempt to access services from unrecognized locations.

- Registered devices: Detection when someone whose device is not registered in the subscriber's household tries to view the program — with or without access credentials.

- Abnormal use of services. For example, jumps in access to a service or license requests in a short period. Together, these three approaches — video analytics, advertising analytics, and violation analytics — combine to provide an overall high-quality perception that matches rights settings.

As ultra-high resolution programming has become more common, UHD resolution has become a less important factor and therefore less likely to justify a higher board just because it is UHD. However, UHD quality also allows the pirate to generate high-quality streams that nullify any differences based on the quality of legitimate online video providers.

The majority of previous watermarking techniques have focused on audio, image and video. Nowadays, 3-D meshes [1] are widely used in different fields such as virtual reality, computer aided design, medical imaging, video games and 3D movies, due to the high computational performance of actual computers and the increasing needs of precision and realism. Therefore, the necessity to protect their copyright becomes more crucial. Digital watermarking [2] has been considered as an efficient solution that overcome this problem. Its underlying concept is to embed an information called watermark within a digital content. Three requirements must be satisfied in each watermarking system: imperceptibility, robustness and capacity [3]. The imperceptibility refers to the perceptual similarity between the original 3-D model and the watermarked one while the robustness is the ability to resist against common signal processing attacks, such as spatial filtering, lossy compression,

and geometric distortions. The capacity refers to the number of bits that can be embedded in the models. Recently, a robust blind 3-D watermarking method based on multiresolution adaptive parametrization of surface has been proposed [4, 6]. This parametrization is used to select the vertices of the coarsest level in order to establish an invariant space and some other vertices of the fine level used as feature to embed the watermark.

Multiresolution analysis is a very useful tool that aims to represent a signal at different levels of detail. It has been applied on different kinds of data, such as signals, images, 3-D models, etc. In this work, our interest is on 3D wavelets based on subdivision surface of Lounsbery et al. [5]. One iteration of the lazy wavelet process, in which a group of four triangles is merged in one triangle. The chosen watermarking primitive are the WCV norms. In fact, the watermark is embedded by quantifying the WCVs norms associated with the coarsest-level mesh after performing a thorough wavelet decomposition. The reason behind inserting the watermark in the low frequency is that they are supposed to be robust against several attacks, especially geometry attacks. For the synchronization primitives, the edge normal norms are chosen to synchronize the watermark bits. Firstly, the wavelet decomposition applied to the original semiregular mesh M_0 is carried out until we get a coarsest-level mesh M_J and a set of WCVs associated to each edge in this level. We note that the number of WCVs in the coarsest-level is equal to the number of edges in this level. Afterwards, the edges are sorted in the descending order according to the norm of edge normal

3. CONCLUSIONS

Guidance for analysis and introduction of propositions directly to the up-to-date model for the collection of media content and 3D mesh objects for unauthorized access and for copying with ultra-high definition and closed capturing systems. A digital watermarking method is said to be of quantization type if the marked signal is obtained by quantization. Quantization watermarks suffer from low robustness, but have a high information capacity due to rejection of host interference.

4. ЛІТЕРАТУРА / REFERENCES

- 1 M. Botsch, M. Pauly, L. Kobbelt, P. Alliez, B. Levy, S. Bischoff, and C. Roossl, "Geometric modeling based on polygonal meshes," 2007.
- 2 S. Katzenbeisser and F. Petitcolas, Information hiding techniques for steganography and digital watermarking. Artech house, 2000.
- 3 Cox, M. Miller, J. Bloom, J. Fridrich, and T. Kalker, Digital watermarking and steganography. Morgan Kaufmann, 2007.
- 4 J. Liu, Y. Wang, Y. Li, R. Liu, and J. Chen, "A robust and blind 3d watermarking algorithm using multiresolution adaptive parametrization of surface," Neurocomputing, 2017.
- 5 M. Lounsbery, T. D. DeRose, and J. Warren, "Multiresolution analysis for surfaces of arbitrary topological type," ACM Transactions on Graphics (TOG), vol. 16, no. 1, pp. 34–73, 1997.
- 6 Mohamed Hamidi, Mohamed El Haziti, Hocine Cherifi, Driss Aboutajdine "A Robust Blind 3-D Mesh Watermarking based on Wavelet Transform for Copyright Protection" In International Conference on Advanced Technologies for Signal and Image Processing (ATSIP). 6 p. 2017. DOI: [10.1109/ATSIP.2017.8075525](https://doi.org/10.1109/ATSIP.2017.8075525)

РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ САМОПОДІБНОГО ТРАФІКА ТА ХАРАКТЕРИСТИК ЯКОСТІ ОБСЛУГОВУВАННЯ

А.Г. ЛОЖКОВСЬКИЙ, В.А. ТУРЧИН, В.С. АНДРІЯКА
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова,
aloshk@onat.edu.ua

Анотація. У пакетних мережах зв'язку застосовують математичну модель самоподібного трафіка, де інтервал часу між пакетами описується розподілами Парето або Вейбулла. Зі зростанням ступеня самоподібності пакетного трафіка характеристики QoS у системі суттєво погіршуються порівняно з обслуговуванням, наприклад, пуасонівського трафіка, але для такого трафіку не відомі достовірні методики розрахунку характеристик якості обслуговування. Ступінь самоподібності трафіка визначається показником Херста або коефіцієнтом самоподібності.

Ключові слова: пакетна мережа, методи розрахунку характеристик QoS, самоподібний трафік, показник Херста, імовірність очікування.

1. ВСТУП

Трафік мереж зв'язку з пакетними технологіями передавання інформації – це фрактальний процес з самоподібними властивостями та певним значенням показника Херста [1]. Але для такої моделі трафіка ще не відомо належних методів розрахунку і часто на практиці оцінка характеристик якості обслуговування мультисервісних мереж зв'язку виконується наближеними методами та засобами імітаційного моделювання.

Показник Херста H можна визначити методом R/S-статистики на основі реальних вимірів характеристик трафіка або з функцій імовірнісних розподілів, що описують цей трафік [2]. Проте, відомі формули розрахунку показника Херста, які передбачають лінійну залежність його від параметрів імовірнісного розподілу трафіку не є точними.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Запропонована нелінійна апроксимація залежності показника Херста від параметра форми розподілу Вейбулла $a = 0,1 \dots 0,3$ забезпечує точність розрахунку H з похибкою до 2%, що підвищує точність розрахунку характеристик QoS у порівнянні з їх

розрахунком при використанні формули лінійної залежності H від a з точністю до 15%.

Для розрахунку показника Херста самоподібного трафіку в межах $H = 0,6 \dots 0,9$ застосовано апроксимацію виду

$$H_{W1} = 4,1e^{-19a} + 0,57, \quad (1)$$

де a – параметр форми розподілу Вейбулла.

Формула (1) забезпечує за розподілу Вейбулла розрахунок показника Херста з похибкою до 2% і саме в цьому діапазоні $H = 0,6 \dots 0,9$, в основному, й є значення показника H реального самоподібного трафіка пакетних мереж зв'язку.

Отже, у випадку самоподібного трафіку з розподілом інтервалу часу між моментами надходження пакетів за законами Вейбулла розрахунок імовірності очікування обслуговування можливий з функції розподілу станів системи в моменти надходження нових пакетів r_k . У книзі [2] з цієї функції отримана формула розрахунку імовірності очікування обслуговування пакета в одноканальній системі з нескінченною чергою типу $fBM/D/1/\infty$:

$$P_w \approx \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\rho}{N} \exp\left(-\frac{\rho}{N} k\right), \quad (2)$$

де ρ – загрузка системи ($0,3 < \rho < 1$); N – середня кількість пакетів у системі.

У роботі [3] із функції розподілу станів системи, яка не залежить від моментів надходження пакетів, отримана формула розрахунку імовірності очікування обслуговування пакета в одноканальній системі з нескінченною чергою:

$$P_w \approx 1 - \frac{\exp\left(-\frac{\rho}{N}\right)}{\sum_{i=0}^{\infty} \exp\left(-\frac{\rho}{N}i\right)}. \quad (3)$$

Отже, визначивши коефіцієнт Херста, розраховуємо середнє значення кількості пакетів в системі N за формулою Норроса [1], а після за формулою (2) або (3) розраховуємо імовірність очікування обслуговування пакета P_w . Далі за відомими співвідношеннями розраховуються: середня кількість пакетів у черзі Q , середній час перебування пакетів у системі T і затримки пакетів у системі W . Після цього розраховуємо середній час затримки пакетів у вхідному буфері t_q [2].

Формули (2) та (3) отримано шляхом використання для цього апроксимуючої функції розподілу станів системи, яка не залежить від моментів надходження пакетів або функції наявності у системі i пакетів у моменти надходження пакетів. Використання конкретної функції розподілу стану системи залежить від способу організації реальних вимірів параметрів трафіка та обслуговування його навантаження у системі розподілу інформації. Перша – накопичення у k -му лічильнику тривалості знаходження системи у стані k , який для визначення імовірностей поділений на загальний час спостереження. Друга – накопичення у k -му лічильнику кількості пакетів у системі у момент надходження нового пакету, які потім віднесено до загальної кількості пакетів, що надійшли.

3. ВИСНОВКИ

Імовірність очікування обслуговування, яка отримана шляхом розрахунку (2) або (3) та імітаційного моделювання, майже однакова з відносною похибкою розрахунку не більше 2% протягом усього діапазону зміни коефіцієнта використання ρ від 0,1 до 0,9. Чим більше значення показника N та завантаженості ρ , тим вища точність.

4. ЛІТЕРАТУРА:

1. Крылов В.В., Самохвалова С.С. Теория телеграфика и её приложения. Крылов В.В., Самохвалова С.С. – СПб.: БХВ-Петербург. – 2005. – 288 с.: ил.
2. Ложковський А.Г. Нові методи теорії телеграфіка. Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2018. – 80 с.: ил.
3. Lozhkovskiy A.G. Calculation the service waiting probability with self-similar network traffic / A.G. Lozhkovskiy // Journal of Engineering Science. – Vol. XXVI (2), 2019. – P. 35-39.

CALCULATION OF SELF-SIMILAR TRAFFIC PARAMETERS AND QUALITY OF SERVICE CHARACTERISTICS

A.G. LOZHKOVSKEYI, V.A. TURCHYN, V.S. ANDRIIYAKA

O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications, aloshk@onat.edu.ua

Abstract. The method of increasing the accuracy of calculating the quality of service characteristics in a packet communication network with self-similar traffic due to a more accurate determination of the self-similarity coefficient or Hurst exponent depending on the parameters of the probability function of the distribution of the time interval between packets is analyzed. For self-similar traffic, the accuracy of new formulas for calculating the traffic self-similarity coefficient based on the shape parameter of the probability distribution has been verified. After a more accurate determination of the Hurst exponent, the average value of the number of packets in the system is calculated using the Norros formula, and then, from the approximation of the distribution function of the system states, the probability of waiting for packet service is calculated. With increasing accuracy of calculating the Hurst exponent, the accuracy of calculating the very characteristics of the quality of service also increases. Simulation confirmed the higher accuracy of these methods for calculating QoS characteristics in a system with self-similar traffic. Moreover, the differences in simulation and calculation results do not exceed 3-5%.

Keywords: packet network, methods of QoS calculation, self-similar traffic, Hurst exponent, waiting probability

МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ЧАСТОТНОГО ПЛАНУ РІВНИХ КАНАЛЬНИХ ШВИДКОСТЕЙ У ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧІ

Балєєв І.С., Одегов М.А., Юр'єва О.В.

Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова,

кафедра ФВОСП

onick_64@ukr.net

Анотація - Розглянуто методику синтезу оптимальних планів розподілу смуг каналів DWDM з урахуванням дисперсійних викривлень оптичних сигналів у ВОСП. Проведено порівняння плану рівної ширини каналів, та плану рівних максимальних швидкостей у кожному каналі. Показано, що план рівних максимальних швидкостей дає можливість підвищити швидкість передачі у більш ніж у 1,5 рази.

Ключові слова: дисперсія, смуга частот, швидкість передачі, стандартне волокно, рекомендації МСЕ-Т

1. ВСТУП

Актуальність проблематики обумовлена тим, що неухильне зростання трафіку у телекомунікаційних мережах потребує відповідного підвищення пропускної здатності як вузлів маршрутизації, так і систем передачі трафіку.

В даній доповіді розглядається методика синтезу планів розподілу ширини смуг каналів DWDM, яка дозволяє суттєво підвищити швидкість передачі у над широкосмугових системах. Основний принцип, покладений в основу методики полягає у виборі ширини смуг окремих каналів таким чином, щоб урівняти максимальну швидкість передачі в кожному з цих каналів.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Максимальна швидкість передачі у кожному каналі залежить від тривалості оптичного імпульсу (ОІ) на боці прийому:

$$W_k = 1/\tau_k, \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad (1)$$

де τ_k – тривалість ОІ на боці прийому; K – загальна кількість каналів певного частотного плану (ЧП).

Лінійні та нелінійні явища у середовищі оптичного волокна (ОВ) призводять до поширення ОІ по мірі його розповсюдження у бік прийому. Якщо ширина смуги Δf_k кожного каналу даного ЧП досить мала (100 ГГц або менше), то тривалість ОІ на боці прийому може бути визначена так:

$$\tau_k(L) = \tau_{0,k}(\Delta f_k) + \tau_{d,k}(f_k, \Delta f_k, L), \quad (2)$$

$$\tau_{d,k} = D(f_k) \cdot \Delta f_k \cdot L$$

де L – довжина регенераційної ділянки (РД) ВОСП; $\tau_{0,k}(\Delta f_k) = \tau_{0,k}$ – тривалість ОІ на боці передачі; f_k – центральна частота k -го каналу; $D(f_k) = D_k$ – значення лінійного коефіцієнту поширення (ЛКП) у k -му каналі. В рамках даної роботи розмірність

цього коефіцієнту пс/(ГГц·км). Початкову тривалість ОІ визначимо з умови, що його база на боці передачі $B_k = \tau_{0,k} \cdot \Delta f_k \approx 1$. Насправді, для значної кількості теоретичних ОІ база може бути менше одиниці. Так, для гаусового ОІ: $B_k \approx 0,22$. Тому наближення $B_k = 1$ дозволить формувати захисні між імпульсні інтервали. Таким чином, визначаємо: $\tau_{0,k} = 1/\Delta f_k$. Умова зрівняння швидкостей передачі (1) може бути виражена двома еквівалентними співвідношеннями

$$W_k = W = \text{const}(k) \quad \text{або}$$

$$\tau_k(L) = \tau = \text{const}(k), \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (3)$$

Із останньої умови (3) з урахуванням співвідношень (2) витікає квадратне рівняння для ширини смуг окремих каналів:

$$\frac{1}{\Delta f_k} + D_k \cdot \Delta f_k \cdot L = \tau \quad \text{яке з урахуванням типових}$$

значень параметрів має єдиний практично прийнятний корінь:

$$\Delta f_k = \frac{\tau + \sqrt{\tau^2 - 4 \cdot D_k \cdot L}}{2 \cdot D_k \cdot L} \quad (4)$$

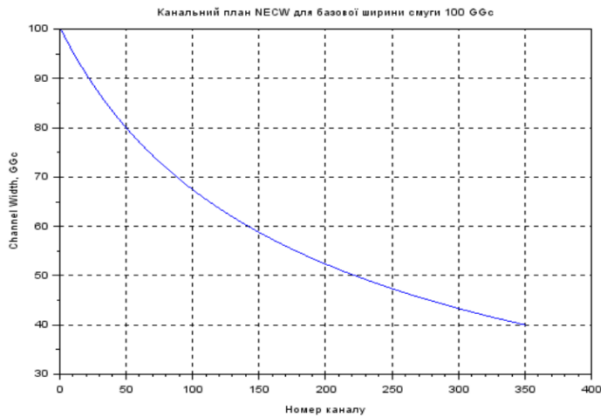
Отриманий вираз (4) надалі використовується для рекурентного обчислення ширини смуг каналів. Значення константи τ обчислюється для смуги Δf_1 , де значення ЛКП максимальне у загальній смузі частот ΔF за усім ЧП: $\tau = 1/\Delta f_1$. У подальшому смуга частот Δf_1 має сенс базової ширини каналу. Далі за формулою (4) обчислюються значення ширини сусідніх смуг $\Delta f_2, \Delta f_3, \dots, \Delta f_K$. Алгоритм зупиняється, коли виконується умова:

$$\sum_{k=1}^K \Delta f_k \approx \Delta F.$$

Апробація запропонованого методу для стандартного ОВ та смуг частот DWDM за рекомендаціями МСЕ-Т [1,2] вирішувалась для випадку, коли ЛКП є дисперсійним коефіцієнтом [2,3]. При цьому передбачалось, що потужність оптичного випромінювання відносно мала, а тому нелінійними явищами можливо знехтувати.

Загалом обрана смуга частот ΔF ЧП займає діапазон від 184 ТГц до 205 ТГц. Результати розрахунків ЧП для базової ширини смуги 100 ГГц та довжини РД 100 км дано на рис. 1. Як видно, ширина смуг окремих каналів рівної швидкості не є одна-

ковою. Тому на відміну від рекомендованих МСЕ-Т ЧП з рівною шириною каналів (ECW - планів: Equal Channel Width), пропонувані ЧП відносяться до класу NECW - планів (None Equal Channel Width).



Порівняльні характеристики ECW та NECW планів дано в таблиці. Аналіз цієї таблиці показує, що NECW – план дає приблизно у 4 рази більшу швидкість передачі, ніж ECW – план.

Характеристика, параметр	План ECW	План NECW
Діапазон, нм	1460 – 1625	1460 – 1625
Діапазон, ТГц	184,62 – 205,48	184,62 – 205,48
Кількість каналів	209	351
Мін / мах ширина каналу, ГГц	100 / 100	39,97 / 100
Мін / мах швидкість передачі в каналі, Гбіт/с	0,46 / 1,15	1,15 / 1,15
Сумарна швидкість передачі, Гбіт/с	96,5	402,7

Проте, певну плату за це становить збільшення кількості каналів (з 209 до 351), що потребує ускладнення обладнання.

3. ВИСНОВКИ

Наведені результати доводять, що є можливість суттєвого підвищення швидкості передачі ВОСП із застосуванням нерівномірних частотних планів.

В роботі не охоплено всіх варіантів спотворення оптичних імпульсів у ВОСП. Але є можливість порівняти швидкість передачі за умови рівної кількості каналів для ECW та NECW планів. При цьому ширина каналів за ECW – планом буде складати 59,43 ГГц, а ширина смуг NECW – плану буде змінюватись від 100 ГГц до 40 ГГц. Розрахунки доводять, що у цьому випадку сумарна швидкість передачі за ECW- планом складатиме 270.32 Гбіт/с, що приблизно у 1,5 рази менша, ніж за NECW-планом (402,7 Гбіт/с).

Додаткові розрахунки, що проведено для базової ширини смуги 50 ГГц та 25 ГГц, а також для довжи-

ни РД 50, 100, 200 та 300 км дають аналогічні результати. При різній кількості каналів NECW – плани в 4 рази більш ефективні за показником сумарної швидкості передачі порівняно з ECW – планами. При рівній кількості каналів NECW – плани у 1,5 рази більш ефективні, ніж ECW – плани за тим же самим показником

4. ЛІТЕРАТУРА

1. Многоканальные приложения DWDM с одноканальными оптическими интерфейсами // Рекомендация МСЭ-Т G.698.1. – 2005. – 19 с.
2. Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid // Recommendation ITU-T G.694.1. – 2012. – 16 p.
3. Одегов Н.А. Оценки предельной скорости передачи в магистральных волоконно-оптических системах / Н.А. Одегов // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2019, № 2. - С. 61 - 76. DOI: <http://dx.doi.org/10.33243/2518-7139-2019-1-2-61-76>.
4. Балеев І.С. Методика розрахунку частотного плану рівних каналних швидкостей у смугі частот DWDM за рекомендаціями мсе-т G.698.1 / І.С. Балеев / Під кер. М.А. Одегова // Робота на Всеукраїнський конкурс студентських наукових робіт зі спеціальності «Телекомунікації», секція «Інформаційні мережі зв'язку». Одеса, 2020. – 30 с. <https://onate.edu.ua/v-odeskij-nacionalnij-akademii-zvjazku-im-o-s-popova-21-23-kvitnja-2020-roku-vidbulasja-pidsumkova-naukovo-praktichna-konferencija-ii-etapu-vseukrainskogo-konkursu-studentskih-naukovih-r/>

METHOD OF CALCULATION OF THE FREQUENCY PLAN OF EQUAL CHANNEL SPEEDS IN FIBER-OPTICAL TRANSMISSION SYSTEMS

Balieiev I.S., Odegov N.A., Yrieva O.V.
FOTS/department

O.S. Popov Odessa National Academy of Telecommunications
onick_64@ukr.net

Abstract — The method of synthesis optimal plans of distribution bands of DWDM channels taking into account dispersion distortions of optical signals in VOSP is considered. The comparison of the plan of equal widths of channels, and the plan of equal maximum speeds in each channel is carried out. It is shown that the plan of equal maximum speeds makes it possible to increase the transmission speed by more than 1.5 times.

Key words: dispersion, frequency band, baud rate, standard fiber, ITU-T recommendations

УПРАВЛІННЯ ІНТЕНСИВНІСТЮ ВІДЕОТРАФІКУ В ЕНЕРГОЕФЕКТИВНИХ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЯХ

Бараннік В.В., Куліца О.С., Бараннік В.В., Мруць М.С. / V. Barannik, O. Kulitsa, V. Barannik,
M. Mruts

Кафедра бойового забезпечення та експлуатації АСУ
Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба
vvbar.off@gmail.com

***Анотація** - В роботі розробляється метод управління бітовою швидкістю для забезпечення узгодження характеристик відеопотоку, що динамічно змінюються і характеристик інфокомунікаційної мережі. Розроблений метод дозволяє підвищити ефективність функціонування відеосервісів на базі існуючих технологій кодування, без втручання в алгоритми їх роботи. При цьому, забезпечується якість надання послуг у мережі в умовах зростання кількості сервісів та їх користувачів, при тих же самих значеннях пропускної здатності.*

***Ключові слова:** відеоінформація, пропускна здатність, бітова швидкість, кодек, буфер, квантування, вектор зміщення.*

1. ВСТУП

Телекомунікаційні системи бурхливо розвиваються в сучасному світі, вони застосовуються в усіх сферах людської діяльності, також у військовій сфері. Розвідка, постійне спостереження та своєчасна передача інформації про дії противника стали запорукою успішності бойових операцій на війні. Сучасні безпілотні літальні апарати полегшують виконання цих завдань.

Сучасний стан інформаційних мереж характеризується високими темпами зростання об'ємів інформації, що передається. Проте швидкість розвитку мережі значно перевищує функціональні можливості устаткування, що призводить до неможливості надання всім додаткам та сервісам необхідної пропускної спроможності.

Тобто, існують дві величини, пропускна здатність мережі та бітова швидкість відеопотоку, які мають різну природу формування. У загальному випадку ці величини є незалежними між собою, та не узгодженими. Тому, актуальним є питання узгодження бітової швидкості потоку та пропускної здатності мережі [1].

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

В роботі розроблено структурну схему управління інтенсивністю відеотрафіку рис.1. В розробленій схемі запропоновано використовувати алгоритм управління бітовою швидкістю орієнтований на роботу з алгоритмом внутрішньокадрового кодування JPEG [3]. Вибір базису JPEG пояснюється в першу чергу тим, що саме такий механізм обробки використовується більшістю технологій кодування відео.

Після роботи кодеку, певний об'єм кодованих відеоданих попадає в буфер [4]. Якщо у деякий довільний момент часу не виконується умова сталої роботи буферу, далі необхідно знизити бітову швидкість даних, які надходять.

Умова сталої роботи буферу :

$$V(t) \geq V_{\text{конт}}, \quad (1)$$

де $V(t)$ - кількість біт в буфері у довільний момент часу t ;

$V_{\text{конт}}$ - сектор контролю об'єму буфера.

При цьому на першому кроці управління бітовою швидкістю, здійснюється перевірка наявного кроку квантування (λ), якщо не досягнуто максимального кроку квантування (λ_{max}), попередньо приймається рішення про збільшення даного кроку квантування у поточний момент часу. Таким чином для наступного часового проміжку, квантування буде здійснюватися вже з іншим показником, тобто з іншим кроком квантування. Відповідно, об'єм даних для наступного проміжку часу, буде надходити в буфер, після чого буде здійснюватися запит до контролера буферного пристрою, на предмет контролю перевищення значення $V_{\text{конт}}$.

Якщо кількість біт в буфері буде і надалі перевищувати допустимий рівень тоді буде прийматися рішення про подальше збільшення кроку квантування. Таким чином на кожному наступному кроці, який буде відповідати наступним часовим проміжкам, буде зростати крок квантування, до тих пір поки не буде досягнуто зниження рівня заповнення буфера, нижче контрольного, або якщо буде досягнуте максимальне значення кроку квантування.

Якщо досягнуто в буфері зниження кількості нижче сектора контролю об'єму, далі виконується оцінка наявного рівня помилки, середня квадратична помилка, після виконання усіх кроків алгоритму має бути меншою за її допустиме значення, але для більшої ефективності, оцінка має прямувати до мінімуму.

Формула середньої квадратичної помилки:

$$\sigma(t) \leq \sigma_d, \quad (2)$$

де $\sigma(t)$ – середня квадратична помилка, після виконання усіх кроків алгоритму;

σ_d – допустиме значення середньої квадратичної помилки.

У випадку, коли наявний рівень помилки не перевищує заданий, приймається рішення про переміщення сегменту даних у мережу. Якщо досягнутий рівень помилки перевищує допустиме значення, необхідно скорегувати її рівень шляхом зниження кроку квантування. У той же час, на відміну від зміни кроку квантування, при корекції бітової швидкості зміна величини кроку квантування буде змінюватися на одиницю за крок.

Якщо досягнуто максимального кроку квантування, але одночасно з цим зниження заповнення буфера не буде забезпечено, пропонується задіяти механізм компенсації руху. Основна мета методу компенсації руху полягає в тому, що між двома послідовними

кадрами, кодується тільки їхня різниця. У роботі розглядається метод зіставлення блоків. Метод ґрунтується на тому, що за час, який проходить між двома послідовними кадрами, об'єкти в сцені і їх місце розташування змінюються незначно. Тоді в околиці будь-якої точки кадру це зміна з досить високим ступенем точності можна наблизити паралельним перенесенням цієї околиці на деякий вектор. Характер руху об'єктів можна вважати майже всюди безперервним.

У роботі розглядається два способи використання розробленого алгоритму управління інтенсивності. Першим способом є робота пошвидкості передачі відеопотоку. Кадри передаються з більшою швидкіс-

тю, але при цьому втрачається якість кадру до оптимального значення, зображення зрозуміле, але не чітке. Другим способом є робота по передачі відеопотоку з максимально збереженою якістю зображення. Якість є найважливішою характеристикою, для зменшення об'єму даних квантування відбувається тільки для фонові частини зображення до оптимального значення. При такій роботі на наступний етап передається кадр з чітко показаним головним об'єктом, час передачі за такої роботи сягає оптимального значення, за рахунок квантування фонові частини зображення.

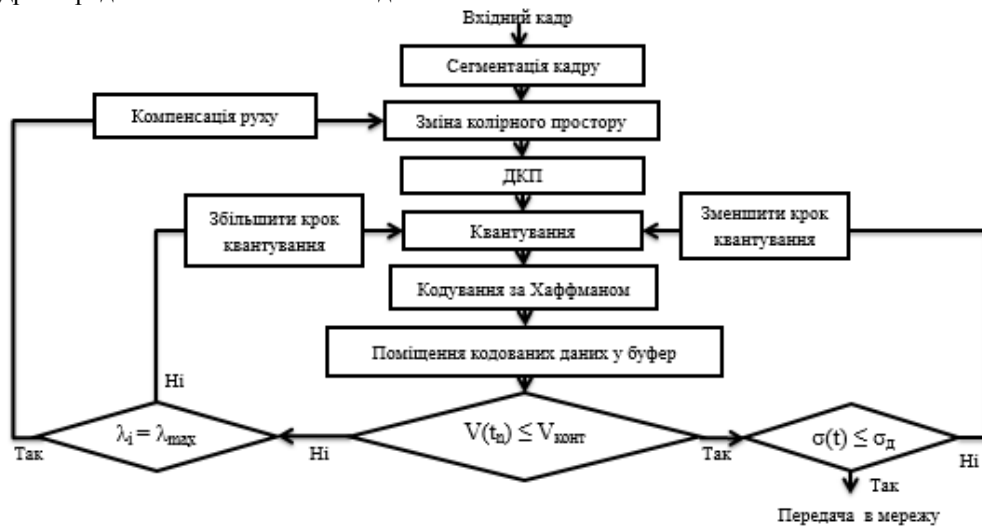


Рис.1 - Структурна схема управління інтенсивністю відеотрафіку

3. ВИСНОВКИ

Проведений аналіз закономірностей зміни величини бітової швидкості відеопотоку та пропускної здатності мережі показав, що існує необхідність узгодження даних величин. Така необхідність обумовлена постійною зміною бітової швидкості відеопотоку і пропускної здатності з причини їх взаємної незалежності.

Основні відмінності розробленого методу полягають у тому, що в процесі узгодження бітової інтенсивності запропоновано враховувати технологічні процеси щодо компенсації руху об'єктів між сусідніми кадрами в потоці. Це дозволяє підвищити якість в умовах забезпечення потрібної бітової інтенсивності. Розроблений метод дозволяє підвищити ефективність функціонування відеосервісів на базі існуючих технологій кодування, без втручання в алгоритми їх роботи. При цьому, забезпечується якість надання по-слуг у мережі в умовах зростання кількості сервісів та їх користувачів, при тих же самих значеннях пропускної здатності.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 V. Barannik, N. Kharchenko, V. Tverdokhleba and O. Kulitsa, "The issue of timely delivery of video traffic with controlled loss of quality", in Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, Slavske, 2016, pp. 902-904. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET.2016.7452220>.
- 2 V. Barannik, Y. Ryabukha, V. Tverdokhlib, A. Dodukh, O. Suprun and D. Tarasenko, "Integration the non-equilibrium position encoding into the compression technology of the transformed images", in IEEE East-West Design & Test Symposium, Novi Sad, Serbia, 2017, pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/EWDTS.2017.8110030>.
- 3 V. Barannik, A. Krasnorutskiy, Y. Ryabukha and D.

Okladnoy, "Model intelligent processing of aerial photographs with a dedicated key features interpretation", in Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, Lviv, Slavske, 2016, pp. 736-738. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET.2016.7452167>.

CONTROL OF VIDEOTRAPHIC INTENSITY FOR INFORMATION TECHNOLOGIES OF PROCESSING AND TRANSMISSION OF VIDEO INFORMATION RESOURCES

V. Barannik, O. Kulitsa, V. Barannik, M. Mruts
Department of combat support and operation of ACS
Kharkiv National Air Force University named after Ivan Kozhedub, vybar.off@gmail.com

Abstract - A method of bitrate control is developed to ensure the coordination of the characteristics of the dynamically changing video stream and the characteristics of the infocommunication network. The developed method allows to increase the efficiency of video services on the basis of existing coding technologies, without interfering with the algorithms of their work. At the same time, the quality of network services is ensured in the conditions of increasing the number of services and their users, at the same bandwidth values.

Keywords: video information, bandwidth, bitrate, codec, buffer, quantization, offset vector.

КОДУВАННЯ В СИСТЕМАХ ВІДЕОКОНФЕРЕНЦІВ'ЯЗКУ

Бараннік В.В., Хаханова А.В., Стеценко О.М., Чуянов К.В., Фустий В.С.

Кафедра бойового забезпечення та експлуатації АСУ

Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба

vvbar.off@gmail.com

Анотація - Представлено аналіз методів підвищення ефективності кодування в системах відеоконференцв'язку (ВКЗ). Внесено пропозиції щодо підвищення ефективності систем кодування в системах відеоконференцв'язку (ВКЗ) на основі методу компактного представлення масиву двійкової маски стаціонарної складової диференційно-представленого кадру.

Ключові слова: відеоконференцв'язок (ВКЗ), диференційно-представлений кадр, код потужності алфавіту, двійкова маска передбаченого кадру, динамічна складова, стаціонарний фон, пікове відношення сигнал/шум (ПВСШ).

1. ВСТУП

У зв'язку з бурхливим розвитком мережевих, а також комунікаційних технологій, збільшеною продуктивністю комп'ютерів, і з необхідністю обробляти все більшу кількість інформації (як локальної, так мережевої і міжмережевої) зростає роль програмного забезпечення і устаткування. Віддалений доступ, дистанційна освіта і управління, а також кошти проведення відеоконференцій переживають період бурхливого зростання. Несучи собою призначення полегшити і збільшити ефективність взаємодії як людини з комп'ютером, так і груп людей з комп'ютерами, об'єднаними в мережу.

Відеоконференції надають нам можливість працювати і спілкуватися в режимі реального часу, а також використовувати колективні додатки, інтерактивного обміну інформацією, відеоконференції починають розглядати не тільки як щось експериментальне, а й як часткове вирішення проблеми автоматизації діяльності дає суттєву перевагу в порівнянні з традиційними рішеннями.

Традиційно відеоконференції характеризувалися як комбінація відео і звуку, а також технології роботи з мережами зв'язку для взаємодії в режимі реального часу і часто використовувалися робочими групами, які збиралися в певному місці (як правило в залі засідань, оснащений спеціалізованим обладнанням), щоб зв'язатися з іншими групами людей.

В основі алгоритмів кодування відеопотоку лежить надмірність інформації і особливості людського сприйняття візуального зображення. Зображення змінюється плавно, невеликі спотворення при відновленні зображення стають непомітні. Так з'явилися алгоритми кодування відеопотоку з певною ефективністю. Такі алгоритми дозволяють ефективно кодувати відеопотік, але не гарантують точне відновлення інформації і адекватний розмір відеопото-

ку [1].

Тому актуальним постає питання розробки методу зменшення об'єму інформації з мінімальною втратою якості в системі відеоконференцв'язку (ВКЗ), що дозволить вирішувати актуальну науково-прикладну проблему, пов'язану з ущільненням великих обсягів даних, коли постає необхідність зменшити розмір оригінальних даних, але при цьому мати змогу відновити ущільнені дані без втрати.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Пропонується використовувати підхід для кодового представлення послідовності довжин двійкових серій маски на основі виявлення закономірностей в потужності алфавіту N . Під алфавітом джерела даних розуміється набір значень, які можуть приймати елементи повідомлень. Тоді потужністю $|N|$ алфавіту джерела повідомлень є кількість різних елементів в алфавіті.

Всі алгоритми кодування зображень сьогодення не забезпечують облік наявності різних структурних відмінностей для двійкових покажчиків стаціонарної та динамічної складових диференційно-представленого кадру. Це обумовлено тим, що двійкова маска диференційно-представленого кадру в умовах знімання стаціонарною камерою має значну неоднорідність структурного змісту [2]. Під неоднорідністю структурного змісту розуміється те, що стаціонарна складова може займати значний простір, який розрізається незначними за розміром елементами динамічної складової. В цьому випадку довжини $b(0)$, сформовані для нульових послідовностей, будуть переважати за значенням щодо довжин $b(1)$, сформованих для послідовностей одиничних елементів.

Для такої ситуації використання коду потужності по одному алфавіту призведе до утворення кодової надмірності.

Для усунення кодової надмірності, пропонується використовувати для послідовності N довжин двійкових серій два алфавіти. Перший алфавіт Y_0 визначається для довжин серій нулів, відповідно другий алфавіт Y_1 визначається для довжин серій одиниць. Такий підхід дозволяє врахувати наявність різкої неоднорідності в структурному змісті масиву двійкової маски. Відповідно до чого, формування коду потужності для таких послідовностей буде реалізовуватися за двухалфавітною схемою [3, 4]. Суть схеми полягає в тому, що:

1. Формуються довжини серій нулів і одиниць на

основі масиву двійкової маски.

2. Вся послідовність довжин двійкових серій розбивається на дві підпослідовності.

Іншими словами, двухалфавітним кодом потужності називається код за потужністю, що формується для двухалфавітних послідовностей.

3. ВИСНОВКИ

Аналіз методу компактного представлення масиву двійкової маски стаціонарної складової диференційно-представленого кадру показав, що:

1. Зі збільшенням коефіцієнта кореляції між суміжними кадрами збільшується ступінь стиснення двійкової маски диференційно-представленого кадру.

2. Ступінь стиснення двійкової маски диференційно-представленого кадру змінюється від 3 до 21 в залежності від коефіцієнта кореляції між суміжними кадрами.

3. Оцінка інформативності бітового уявлення двійкової маски диференційно-представленого кадру на основі врахування нерівності підстав довжин двійкових серій не вимагає збільшення складності програмно-апаратної реалізації.

4. За рахунок двух алфавітного коду потужності обсяг двійкової маски диференційно-представленого кадру щодо одно алфавітного коду знизиться на 17%.

Наведений аналіз і внесені пропозиції спрямовано на вдосконалення методів підвищення ефективності кодування в системах відеоконференцв'язку (ВКЗ).

Запропонований метод компактного представлення масиву двійкової маски стаціонарної складової диференційно-представленого кадру може стати провідним в сучасній схемі кодування в системах відеоконференцв'язку (ВКЗ) оскільки завдяки ньому обсяг двійкової маски диференційно-представленого кадру щодо одно алфавітного коду значно знижується.

4. ЛІТЕРАТУРА / REFERENCES

1 TrueConf [Электронный ресурс]: Видеоконференцсвязь - преимущества, способы внедрения, режимы, применение: электрон. журн. 2016. URL: <https://trueconf.ru/videokonferentssvyaz/> (дата звернення 30.05.2020).

2 Taubman, David S. «W. JPEG 2000: Image Compression Fundamentals, Standards and Practice», – Kluwer Academic Publishers, 2001. – p. 776.

3 Бараннік В.В. Метод компактного представлення масиву двійкової маски стаціонарної складової диференційно-представленого кадру / В.В. Бараннік, А.А. Леках, А.В. Хаханова, О.В. Яковенко, К.В. Чуянов // Радиозлектроника и информатика. – 2019. - № 4(87). X.: ХНУРЕ, 2019. – С. 33-37.

4 Barannik V. The method of video streams processing for information technologies of aero monitoring. / V. Barannik, A. Musienko, Yu. Ryabukha, O. Suprun, A. Slobodyanyuk / 14th International Conference (TCSET), 2018. – P.233 – 236.

CODING IN VIDEO CONFERENCE SYSTEMS

V. Barannik, A. Hahanova, O. Stetsenko, V. Fustii, K. Chuyanov

Department of Combat Support and Operation of ACS
IvanKozhedubKharkivNationalAirForceUniversity
vvbar.off@gmail.com

Abstract—The analysis of methods of increase of coding efficiency in videoconferencing systems (VCS) is presented. Proposals have been made to increase the efficiency of coding systems in video conferencing systems (VCS) based on the method of compact representation of the binary mask array of the stationary component of the differentially represented frame.

Key words: video conferencing system (VCS), differentially represented frame, alphabet power code, binary mask of the predicted frame, dynamic component, stationary background, peak signal-to-noise ratio (PSNR).

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ПРО МАКСИМАЛЬНИЙ ПОТІК НА ДВОПОЛЮСНОМУ ВІДКРИТОМУ ВІЛЬНО-ОРІЄНТОВАНОМУ ГРАФІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ ТРАНСПОРТНОЇ МЕРЕЖІ

Тіхонов В. І., Тихонова О.В., Яворська О. М.

Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова

victor.tykhonov@onat.edu.ua; elena.tykhonova@onat.edu.ua, yavorskaya@onat.edu.ua

Радкевич С.Д.

Національний транспортний університет

svetlanaradkevich@ukr.net

Анотація – Розглянуто задачу про максимальний потік для транспортної мережі. Сформульовано особливості сучасної телекомунікаційної мережі порівняно з традиційними логістичними мережами. Запропоновано використовувати модель відкритого вільно-орієнтованого зваженого графу для формалізації задачі про максимальний потік телекомунікаційної мережі.

Ключові слова: телекомунікаційна мережа, максимальний потік, вільно-орієнтований зважений граф, оптимізація

1. ВСТУП

Важливим напрямком зменшення собівартості і покращення якості сервісу в телекомунікаціях є підвищення продуктивності мережі шляхом оптимального розподілу потоків по різних гілках, що призводить до максимального можливого використання наявних ресурсів мережевого обладнання (маршрутизаторів, комутаторів) і пропускної здатності каналів зв'язку. В літературі ця задача відома як «задача про максимальний потік на графі мережі» (Max Flow Task – MFT), [1].

Але історично задача MFT виникла не з потреб телекомунікацій, а у галузі логістики (транспортування різного типу продуктів від виробника до споживача). В логістиці один і той самий продукт водночас не транспортується у протилежних напрямках логістичного каналу. За цих обставин, типовою моделлю логістичного каналу зв'язку є односпрямоване зважене ребро графу (симплекс), вага якого є пропускною спроможністю каналу в заданому напрямку. Відповідною моделлю логістичної мережі є орієнтований зважений граф (Directed Weighted Graph – DWG) з двома особливими вузлами: джерело потоку S та кінцевий споживач потоку T , рис. 1, [2].

Телекомунікаційна мережа має певні особливості та відмінності від логістичної мережі з точки зору перебігу потоків матеріального продукту по окремих гілках мережі. Основним продуктом, що передається по телекомунікаційній мережі, є інформація. Інтенсивність інформаційного потоку вимірюється в одиницях «біт/с» (або «кбіт/с», «Мбіт/с» тощо). На відміну від односпрямованих (симплексних) каналів логістики, телекомунікаційний канал використовується в обох напрямках передачі даних у дуплексному режимі. Зазвичай, дуплексний канал є симетричним, але можливі варіанти асиметричного розподілу

загальної ємності каналу у прямому та зворотному напрямках. Симетричний дуплексний канал часто називають неорієнтованим, а відповідною моделлю мережі є так званий неорієнтований зважений граф (Undirected Weighted Graph – UWG). Але строго кажучи, цей «неорієнтований граф» насправді є симетрично орієнтованим графом. Тому для застосування відомих алгоритмів пошуку максимального потоку на цьому «неорієнтованому графі» необхідно представити цей граф як симетрично орієнтований, інакше можна отримати неправильні результати розрахунків.

Методи і алгоритми пошуку максимального потоку на зваженому орієнтованому графі з одним витокком S і одним стоком T (притаманні задачам логістики) на сьогодні є основним інструментом для розрахунку потоків у телекомунікаційних мережах, незважаючи на очевидні недоліки відповідної моделі мережі у вигляді графу вказаного вище типу (ST-DWG). Як відомо, недостатньо неадекватна модель будь якого процесу може давати значні похибки розрахунків і результатів.

Метою даної роботи є уточнення задачі про максимальний потік на двополосному графі відкритої транспортної мережі з урахуванням особливостей сучасних телекомунікацій.

2. ОСОБЛИВОСТІ МОДЕЛЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ ТРАНСПОРТНОЇ МЕРЕЖІ

Сучасні телекомунікаційні канали (перш за все, оптичні і радіоканали) мають технологічну властивість динамічно змінювати і перерозподіляти загальну фіксовану пропускну спроможність у прямому та зворотному напрямках, в залежності від поточної потреби і характеру зовнішнього інформаційного навантаження мережі. Дана особливість є *першою відмінною рисою* порівняно з традиційними логістичними мережами, натомість вона не враховується в параметрах зваженого орієнтованого графу (ST-DWG) у відомих моделях телекомунікаційної мережі, які використовуються при розв'язанні задачі про максимальний потік.

Друге. Телекомунікаційна транспортна мережа, зазвичай, не має спеціальних окремих генераторів і споживачів інформаційного потоку. Кожен вузол мережі через кожний свій інтерфейс приймає і передає інформацію в обох напрямках.

Третє. На відміну від моделі ST-DWG (з двома особливими вузлами – витокком S і стоком T)

телекомунікаційна транспортна мережа є відкритою завдяки одному або декільком відкритих вузлів (зовнішніх шлюзів), через які інформація транзитом циркулює скрізь мережу. Ці відкриті вузли на графі мережі назвемо «*поллюсами відкритого графу*».

Четверте. Якщо кількість полюсів на графі відкритої мережі дорівнює або більше трьох, то для такого графу не коректне відоме поняття «перетин графу» (який розділяє між собою виток і стік). Отже, відомі методи пошуку максимального потоку на основі моделі ST-DWG не можуть бути безпосередньо застосовані для такої мережі. Необхідно ввести нове визначення «загального потоку відкритої мережі», і відповідно, започаткувати нову постановку задачі про максимальний потік на моделі такої мережі.

3. УТОЧНЕННЯ ЗАДАЧІ ПРО МАКСИМАЛЬНИЙ ПОТІК ДВОПОЛЮСНОЇ МЕРЕЖІ

В наукових дослідженнях і публікаціях кафедри «Мережі зв'язку» ОНАЗ [3-5] обґрунтовано нову постановку задачі про максимальний потік для відкритої телекомунікаційної мережі, яка спирається на новий тип моделі мережі – так званий «багатополюсний вільно орієнтований зважений граф» (Multi-pole Free-oriented Weighted Graph – MP-FOWG).

В мережі з графом типу MP-FOWG транзитні потоки визначено як такі, що циркулюють між кожною парою відкритих полюсів незалежно від прямого чи зворотного напрямку. Для мережі з N полюсами кількість M таких транзитних потоків складає $M=(N^2-N)/2$. Для двополюсної мережі $M=1$. Повний транзитний потік мережі визначається як сума усіх транзитних потоків між кожною парою полюсів. На рис. 1 показано двополюсний вільно-орієнтований відкритий граф типу 2P-FOWG. Даний граф має два полюси ($P1$, $P2$), які символізують граничні шлюзи мережі, підключені до мережевого оточення двома відкритими ребрами вагою 10 кожний. Вага кожного ребра визначає повну провідність відповідного каналу зв'язку.

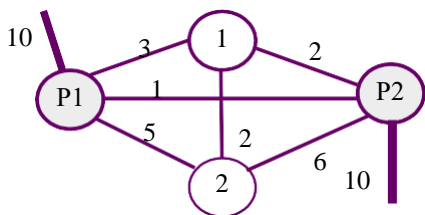


Рис. 1 Відкритий вільно-орієнтований зважений двополюсний граф телекомунікаційної мережі

Полюси графу $P1$ і $P2$ є відкритими, тобто мають зовнішні «відкриті» ребра з власною вагою (10 одиниць інформаційної провідності). Кожне ребро графу має загальну провідність, яка може бути довільно розподілена у прямому та зворотному напрямках. Тому в алгоритмі розрахунку не потрібно враховувати напрямки потоків, що значно спрощує методи оптимального розподілу потоків за критерієм максимального сумарного потоку F_{max} . Пошук максимального потоку на графі ST-DWG складається з трьох основних етапів:

а) розрахунок внутрішнього максимального потоку FI_{max} (припускаючи, що зовнішні відкриті ребра мають

необмежену вагу);

б) розрахунок зовнішнього максимального потоку FO_{max} (припускаючи, що внутрішні ребра мають необмежену вагу);

в) розрахунок загального транзитного максимального потоку F_{max} (з урахуванням потоків FI_{max} та FO_{max}).

Для розв'язання першої задачі (розрахунок внутрішнього максимального потоку FI_{max}) замість методу Форда-Фалкерсона, який спирається на «теорему про максимальний потік та мінімальний перетин» для графу типу ST-DWG, застосовуємо принцип «ітераційного розподілу потоків за критерієм мінімальної кількості ребер» для замкнутого графу типу MP-FOWG. Розв'язання другої і третьої задачі (для FO_{max} та F_{max}) потребують окремого розгляду, який виходить за межі даної роботи.

Для двополюсного графу на рис. 1 нескладно довести, що $FI_{max} = 9$; $FO_{max} = 10$; $F_{max} = 9$. Для багатополюсного графу складність задачі про максимальний потік швидко зростає і потребує розробки спеціальних алгоритмів оптимізації.

4. ВИСНОВКИ

В роботі розглянуто особливості постановки і розв'язання задачі про максимальний потік телекомунікаційної транспортної мережі з урахуванням властивостей сучасних оптичних і радіо каналів зв'язку. Показано, що метод Форда-Фалкерсона для оптимізації логістичних транспортних мереж не достатньо відповідає вимогам сучасних телекомунікацій. Запропоновано нову модель мережі у вигляді відкритого вільно-орієнтованого графу мережі для розв'язання задачі про максимальний потік.

5. ЛІТЕРАТУРА

- 1 Ford L.R. Flows in Networks: A report prepared for United States air force project RAND / L.R. Ford, D.R. Fulkerson // 1962. – 332 p.
- 2 Харари Ф. Теория графов // М. Мир, 1973 г.
- 3 Tykhonova O.V. The max flow problem statement for multi-pole software defined network / O.V. Tykhonova, V.I. Tikhonov // Матеріали XVII міжнародної НТК «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах» (ВОТТП-17-2017). – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2017. – с. 161–164.
- 4 Tykhonova O.V. The max flow problem analysis on free-oriented network graph / O.V. Tykhonova // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2018. – № 1. – С. 139–143.
- 5 Тихонова Е.В. Обобщенный алгоритм расчета максимального потока для многополюсной транспортной сети / Е.В. Тихонова // Матеріали 72-ї НТК професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів. – Одеса.: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2017. – с. 69–72.

THE MAX FLOW PROBLEM STATEMENT ON A BIPOLAR OPEN FREE-ORIENTED GRAPH OF A TELECOMMUNICATION TRANSPORT NETWORK

Abstract – *The problem of maximum flow for a transport network considered. The peculiarities of a modern telecommunication network formulated in comparison with conventional logistic networks. The model of an open multi-polar free-oriented weighted graph proposed to formalize the maximum flow problem.*

Key words: *telecommunication network, maximum flow, free-oriented weighted graph, optimization*

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ВЕКТОРОВ ЦИФРОВОЙ МОДУЛЯЦИИ КАМ-16

Быков Р. Г.

Кафедра Телевидения и Радиовещания
Одесская национальная академия связи им А.С. Попова
rbykov@ukr.net

Аннотация - В работе определено общее выражение спектральной плотности для последовательности КАМ-16 векторов. Рассмотрено распределение энергии в полосе частот для одного вектора и для последовательности векторов. Полученные результаты также могут быть применены для систем с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM).

Ключевые слова: вектор, последовательность, КАМ-16, спектр, энергия

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных сотовых системах связи для обеспечения высокой скорости передачи данных существуют различные виды цифровых модуляций: ФМ-4, КАМ-4, КАМ-16 и др. Во время модуляции последовательность бит заменяется вектором, который определяет амплитуду и начальную фазу несущей [1]. При ограничении спектра векторов в канале связи возникает межсимвольная интерференция (МСИ), которая уменьшает помехоустойчивость передачи. Для оценки величины МСИ при ограничении спектра сигнала следует определить участки в полосе частот, содержащие максимальную часть энергии передаваемого сигнала. Следовательно, актуальной является задача определения распределения энергии последовательности векторов с прямоугольной огибающей в полосе частот на одной несущей.

В качестве цифровой модуляции была выбрана КАМ-16 (рис. 1).

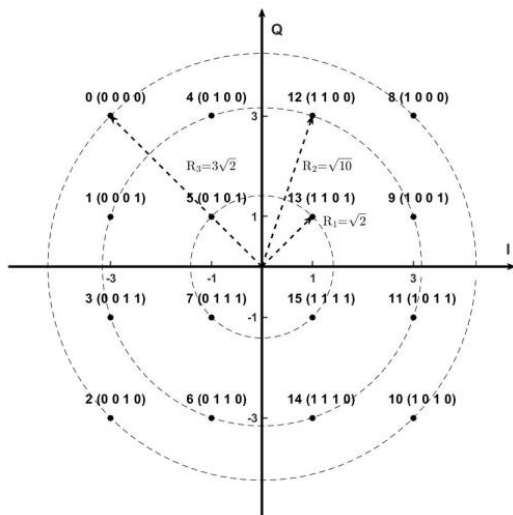


Рисунок 1 – Сигнальное созвездие КАМ-16

Каждый из 16 векторов может быть описан во временной форме:

$$s_k(t) = \begin{cases} A_k \cos(\omega_0 t - \varphi_k), & 0 \leq t \leq T; \\ 0, & t < 0, t > T, \end{cases} \quad (1)$$

где $k = 0, \dots, 15$; A_k – амплитуда несущей для k -го вектора; ω_0 – частота несущей; φ_k – фаза несущей для k -го вектора; T – длительность вектора.

2. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГИИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ КАМ-16 В ПОЛОСЕ ЧАСТОТ

Спектральная плотность k -го вектора (1) определяется как:

$$S_k(j\omega) = A + jB, \quad (2)$$

где

$$A = \frac{A_k T}{2} \left[\operatorname{sinc} \left((\omega - \omega_0) \frac{T}{2} \right) \cos \left((\omega - \omega_0) \frac{T}{2} + \varphi_k \right) + \operatorname{sinc} \left((\omega + \omega_0) \frac{T}{2} \right) \cos \left((\omega + \omega_0) \frac{T}{2} - \varphi_k \right) \right];$$

$$B = -\frac{A_k T}{2} \left[\operatorname{sinc} \left((\omega - \omega_0) \frac{T}{2} \right) \sin \left((\omega - \omega_0) \frac{T}{2} + \varphi_k \right) + \operatorname{sinc} \left((\omega + \omega_0) \frac{T}{2} \right) \sin \left((\omega + \omega_0) \frac{T}{2} - \varphi_k \right) \right].$$

Функция распределения энергии в полосе частот [2] для вектора с индексом k будет следующей:

$$\eta = \frac{W_k(\omega)}{W_{k \text{ макс}}} * 100\%, \quad (3)$$

где

$$W_k(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega}^{\omega} S_k(j\omega) S_k^*(j\omega) d\omega;$$

$$W_{k \text{ макс}} = \int_0^T s_k^2(t) dt.$$

С помощью (2) и (3) в среде программирования MATLAB был построен график спектральной плотности для вектора [1011], нормированной относительно его длительности T , и распределение энергии вектора в полосе частот. Пик спектральной плотности находится в полосе частот $\left[f_0 - \frac{1}{T}; f_0 + \frac{1}{T} \right]$. Следует отметить разный

уровень боковых лепестков спектральной плотности для выбранного вектора. На рис. 2 правые лепестки превышают левые. Такой же амплитудный спектр наблюдается для векторов 1, 3 и 9. Результаты моделирования спектральной плотности векторов показали, что концентрация энергии в области главного лепестка спектральной плотности не зависит от формы боковых лепестков и начальной фазы несущей и для каждого из 16 векторов составляет 90,3%.

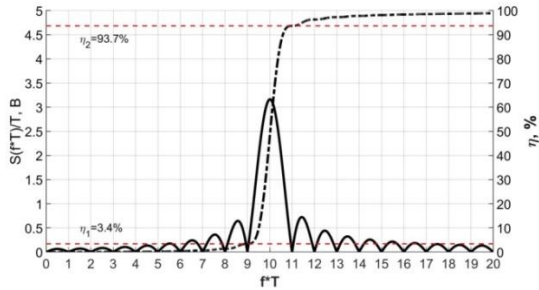


Рисунок 2 – Спектральная плотность и распределение энергии в полосе частот вектора [1011] с параметрами $f_0T = 10$

Если рассматривается последовательность векторов, то каждый вектор (3) смещен во времени на интервал $(i - 1)T$, где i – номер вектора в последовательности, T – длительность вектора. Выберем случайную последовательность, представленную на рис. 3.

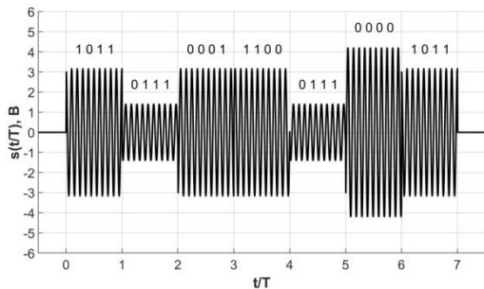


Рисунок 3 – Последовательность векторов во временной форме с параметрами $f_0T = 10$

Спектр i -го вектора:

$$S_N(j\omega)_{\text{смещ}} = S_i(j\omega) \cdot e^{-j\omega(i-1)T}. \quad (4)$$

Спектр последовательности векторов является суммой спектров векторов (4):

$$S(j\omega)_{\text{посл}} = \sum_{i=1}^n S_i(j\omega) \cdot e^{-j\omega(i-1)T} = A + jB, \quad (5)$$

где

$$A = \sum_{i=1}^n \frac{A_i T}{2} \left[\text{sinc} \left((\omega - \omega_0) \frac{T}{2} \right) \cdot \cos \left((\omega - \omega_0) \frac{T}{2} + \varphi_i + \omega(i-1)T \right) + \text{sinc} \left((\omega + \omega_0) \frac{T}{2} \right) \cdot \cos \left((\omega + \omega_0) \frac{T}{2} - \varphi_i + \omega(i-1)T \right) \right];$$

$$B = - \sum_{i=1}^n \frac{A_i T}{2} \left[\text{sinc} \left((\omega - \omega_0) \frac{T}{2} \right) \cdot \sin \left((\omega - \omega_0) \frac{T}{2} + \varphi_i + \omega(i-1)T \right) + \text{sinc} \left((\omega + \omega_0) \frac{T}{2} \right) \cdot \sin \left((\omega + \omega_0) \frac{T}{2} - \varphi_i + \omega(i-1)T \right) \right];$$

i – номер вектора в последовательности; n – количество векторов; A_i – амплитуда несущей для i -го вектора; ω_0 – частота несущей; φ_i – фаза несущей для i -го вектора.

Функция распределения энергии в полосе частот для последовательности векторов подобна (5):

$$\eta = \frac{W(\omega)_{\text{посл}}}{W_{\text{посл макс}}} * 100\%, \quad (6)$$

где

$$W(\omega)_{\text{посл}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega}^{\omega} S(j\omega)_{\text{посл}} S^*(j\omega)_{\text{посл}} d\omega,$$

$$W_{\text{посл макс}} = \int_0^{nT} s_{\text{посл}}^2(t) dt.$$

С помощью (5) и (6) в среде программирования MATLAB был построен график спектральной плотности последовательности векторов, нормированной относительно T , а также показано распределение их энергии в полосе частот. На рис. 4 видно, что в главном лепестке спектральной плотности, ограниченном полосой частот $\left[f_0 - \frac{1}{T}; f_0 + \frac{1}{T} \right]$, находится 87,8% всей энергии сигнала. При моделировании других последовательностей концентрация энергии в главном лепестке менялась и составляла больше либо меньше, чем 90%.

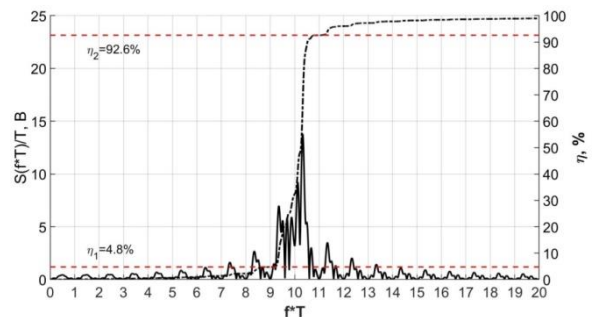


Рисунок 4 – Спектральная плотность и распределение энергии в полосе частот последовательности векторов ($f_0T = 10$)

Для борьбы с частотно-селективными помехами и МСИ при многолучевом распространения радиоволн может быть применена технология OFDM, особенность которой заключается в передаче информации на нескольких ортогональных поднесущих, расстояние между которыми равно $2\pi N/T$, где T – длительность одного OFDM-символа, $N \in Z$. С

помощью (5) становится возможным определить спектральную плотность передаваемой OFDM последовательности, если просуммировать составляющие спектра на нескольких поднесущих.

3. ВЫВОДЫ

Для уверенной передачи цифрового сигнала в канале связи с ограниченной шириной полосы пропускания необходима максимальная концентрация энергии данного сигнала внутри выделенной полосы частот. Научной новизной данной работы является получение выражений, позволяющих определить спектральную плотность и распределение энергии в полосе частот последовательности векторов цифровой модуляции КАМ-16. При использовании нескольких поднесущих, разность частот между которыми кратна $\frac{1}{T}$, где T – длительность одного вектора, становится возможным с помощью (5) и (6) проанализировать распределение энергии в спектре сигнала с OFDM. Направлением дальнейшего исследования является оценка временных характеристик КАМ-16 векторов при симметричном и несимметричном ограничении спектра.

4. ЛИТЕРАТУРА

- 1 Сукачев Э. А. Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами / Э. А. Сукачев – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2013. – 256 с.
- 2 Гуревич М. С. Спектры радиосигналов / М. С. Гуревич – М.: Связьиздат, 1963. – 311 с.
- 3 Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко – СПб.: Питер, 2003. – 608 с.

FEATURES OF QAM-16 VECTORS' SEQUENCE IN FREQUENCY DOMAIN

R. G. Bykov

Department of Television and Broadcasting
O.S. Popov Odessa national academy of telecommunication
mail@gmail.com

Abstract — Spectral density's general expression for QAM-16 vectors has been obtained. Distribution of energy in frequency band for a single vector and for a sequence of vectors has been considered. The results can be applied to systems with orthogonal frequency division multiplexing (OFDM).

Key words: vector, sequence, QAM-16, spectrum, energy

ПОРІВНЯННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ОДНОЧАСТОТНИХ ТА БАГАТОЧАСТОТНИХ РАДІОСИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ

ГОРБУК РУСЛАН СЕРГІЙОВИЧ, магістрант,
ІВАЩЕНКО ПЕТРО ВАСИЛЬОВИЧ, доцент,
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова
ipv43@ukr.net

Анотація – Проведено порівняння частотної та енергетичної ефективності одночастотних і багаточастотних радіосистем передавання в каналах з частотно-селективними завмираннями. Показана доцільність використання багаточастотних радіосистем передавання. Проведено порівняння складності модемів.

Ключові слова: одночастотні радіосистеми передавання, багаточастотні радіосистеми передавання, частотна ефективність радіосистеми передавання.

1. ВСТУП

Одночастотні системи передавання мають високу завадостійкість у каналах з постійними параметрами це радіоканали з вузько направленими антенами. У системах мобільного зв'язку, мовлення та радіодоступу, коли швидкість цифрового сигналу складає сотні кілобіт/с і більше, радіоканалам властиві частотно-селективні завмирання, і завадостійкість одночастотних сигналів неприйнятно низька.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Розглядаються канали зв'язку з завмираннями та АБГШ. Порівняння завадостійкості приймання в каналі з постійними параметрами і в каналі з загальними релєєвськими завмираннями [1]: для досягнення ймовірності помилки 10^{-6} у каналі з постійними параметрами потрібне середнє відношення сигнал/шум на вході демодулятора $h_0^2 = 14,2$ дБ, а в каналі зі змінними параметрами $h_0^2 = 60$ дБ. Вплив завмирань зменшують, використовуючи рознесене приймання.

Спотворення сигналів в каналах додатково знижують завадостійкість. За звичай, таке зниження є неприйнятним. Частотно-селективні завмирання можуть бути компенсовані еквалайзерами (вирівнювачами), але в умовах швидкої зміни у часі характеристик лінії передавання таке технічне рішення не завжди може забезпечувати компенсацію спотворень. Іншим шляхом вирішення вказаної проблеми є паралельно-последовне передавання у суміжних смугах частот, за умови, що їх ширина менша ширини смуги, в якій спотворення не є суттєвими, – смуги когерентності. Такий метод передавання отримав назву OFDM. При OFDM на окремих піднесівних можна використовувати адаптивні методи модуляції та кодування коректувальними кодами для забезпечення необхідної завадостійкості.

"ВИМІРЮВАЛЬНА ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНА ТЕХНІКА В ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСАХ", ВОТТП-2020, 26 – 29 червня 2020

Складність схеми формування сигналу з багатьма піднесівними і його демодуляції значно спрощується при використанні зворотного та прямого дискретних перетворень Фур'є. Тому модеми багаточастотних сигналів не можна вважати суттєво складнішими, ніж модеми одночастотних сигналів.

При OFDM завадостійкість в парціальних підканалах така ж, як в одночастотних системах. Таким чином, можна вважати, що значення енергетичної ефективності одночастотних і багаточастотних радіосистем передавання порівнянні. За рахунок внесення пілотних та нульових піднесівних в каналні символи ширина спектра багаточастотних сигналів на (25–40)% більша, ніж у одночастотних сигналів [2].

3. ВИСНОВКИ

В багаточастотних системах передавання, як правило, використовуються коректувальні коди. Сигнали на окремих піднесівних перетерплюють загальні завмирання, і в каналах виникає пакетування помилок. У таких випадках доцільно використовувати коди Ріда-Соломона. Такі коди доцільно використовувати також в каскадних системах як зовнішні коди, коли внутрішні коди згорткові.

4. ЛІТЕРАТУРА

1. Іващенко П.В. Навчальний посібник з вивчення модуля № 3 курсу "Теорія зв'язку". Теорія завадостійкості приймання сигналів електровз'язку. Одеса: ОНАЗ, 2012. – 84 с.
2. *Енциклопедія WiMAX* путь к 4G. /В. Вишневський, С. Портной, И. Шахнович, – М.: Техносфера, 2009. – 471 с.

COMPARISON OF SINGLE-FREQUENCY AND MULTI-FREQUENCY TRANSMISSION RADIO SYSTEMS

GORBUK RUSLUN S., undergraduate,
IVASCHENKO PETER V., docent,
O.S. Popov Odessa National Academy
of Telecommunications

Abstract – The frequency and energy efficiency of single-frequency and multi-frequency radio transmission systems in channels with frequency selective fading are compared. The expediency of using multi-frequency transmission radio systems is shown. The complexity of modems is compared.

Key words: single-frequency transmission radio systems, multi-frequency transmission radio systems, frequency efficiency of a transmission radio system.

АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТЕЙ СУЧАСНИХ СЕРВІСІВ ХМАРНИХ РОЗРАХУНКІВ

Гулько Ілля Ігорович, Гнатушенко Володимир Володимирович
Кафедра інформаційних систем та технологій
Національний технічний університет «Дніпровська політехніка»
Hulko.I.I@nmu.one, Hnatushenko.V.V@nmu.one

Анотація - Представлено аналіз сучасних сервісів хмарних розрахунків. Розглянуто найбільш затребувані види сервісів, такі як SaaS, PaaS, IaaS, які дозволяють користуватися можливостями хмарних обчислень на різних рівнях абстракцій. Розглянуто принцип організації IaaS. Також були досліджені альтернативні засоби використання обчислювальних потужностей, такі як віртуалізація та контейнеризація.

Ключові слова: Інфраструктура як Послуга, Платформа як Послуга, Програмне Забезпечення як Послуга, Хмарні Обчислення.

1. ВСТУП

З кінця 1990-х років, найпопулярнішим типом сервісу є програмне забезпечення як послуга — модель, при якій кінцевим користувачам надається готове програмне забезпечення, що повністю обслуговується провайдером послуг.

З швидким зростанням сфери інформаційних технологій з'явився попит на оптимізацію підтримки і розробки низькорівневих шарів додатків, наприклад таких як мережевий, системний або віртуалізаційний шари. Так з'явилася велика кількість моделей обслуговування для хмарних обчислень (найчастіше виділяються суфіксами "... як послуга"). Крім вищеописаного SaaS, важливу роль на ринку відіграють PaaS і IaaS. Платформа як послуга — це модель, при якій користувач має доступ до таких платформ, як система управління базами даних, проміжне програмне забезпечення, засоби розробки і тестування. У свою чергу Інфраструктура як послуга - модель, за якою користувачам по підписці надаються різні низькорівневі шари, такі як віртуальні сервери або мережі. Дана категоризація дозволяє в разі прискорити розробку і випуск кінцевого продукту [1, 2].

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Інфраструктура як послуга є самим гнучким варіантом, при якому можна зберегти баланс між контролем за економією ресурсів і витратою часу на підтримку власної інфраструктури.

Зазвичай IaaS передбачає використання технології хмарної оркестрації, такий як Open Stack, Apache Cloudstack та інші. Він керує створенням віртуальної машини і вирішує, який гіпервізор (тобто фізичний хост) запускати, включає функції міграції віртуальних машин між хостами, розподіляє томи зберігання і приєднує їх до віртуальних машин, метаданих та багато іншого.

Альтернативою гіпервізору є контейнери, які працюють в ізольованих розділах одного ядра Linux,

що працюють безпосередньо на фізичному обладнанні. Linux cgroups і Linux namespace є базовими технологіями ядра, використовуваними для ізоляції, захисту і управління контейнерами. Контейнеризація забезпечує більш високу продуктивність і економію ресурсів ніж віртуалізація, оскільки відсутня гіпервізор.

Хмари IaaS часто пропонують додаткові ресурси, такі як бібліотека образів дисків віртуальної машини, сховище блоків даних, сховище файлів або об'єктів, брандмауери, балансувальники навантаження, статичні IP-адреси, віртуальні локальні мережі та інші пакети програмного забезпечення.

3. ВИСНОВКИ

Наведено характеристику та аналіз переваг використання різних моделей хмарного обчислення. Запропоновано IaaS як найбільш гнучкий тип сервісу. Розроблено Інфраструктуру як Код (IaC) на основі Terraform використовуючи провайдера Amazon Web Services.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 Types of Cloud Computing - <https://aws.amazon.com/types-of-cloud-computing/>
- 2 SRGResearch Cloud Market Research - <https://www.srgresearch.com/articles/incremental-growth-cloud-spending-hits-new-high-while-amazon-and-microsoft-maintain-clear-lead-reno-nv-february-4-2020>

ANALYSIS OF POSSIBILITIES OF MODERN CLOUD CALCULATION SERVICES

Hulko Ilya Ihorovich, Hnatushenko Volodymyr Volodymyrovich

Department of Information Systems and Technologies
Dnipro University of Technology
Hulko.I.I@nmu.one, Hnatushenko.V.V@nmu.one

Abstract - the analysis of modern services of cloud calculations was presented. The most popular types of services, such as SaaS, PaaS, IaaS, which allow you to use the capabilities of cloud computing at different levels of abstraction, were observed. Details about IaaS were studied, such as the principle of organization. Also, alternative means of using computing power, such as virtualization and containerization, are considered.

Keywords: Infrastructure as a Service, Platform as a Service, Software as a Service, Cloud Computing.

СУЧАСНІ ТЕХНОЛОГІЇ РОБОТИ З АУДІОКОНТЕНТОМ ПРИ ПІДГОТОВЦІ ПРОГРАМ РАДІОМОВЛЕННЯ

Дутка П.І., Гарматюк А.С.

Кафедра телебачення та радіомовлення

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

Анотація – Представлено огляд перспективних технологій, що застосовуються нині, а також таких, що можуть бути застосовані під час підготовки програм радіомовлення з урахуванням сучасних вимог до якості аудіоконтенту. Основна увага приділена застосуванню *visual-студій* для сучасного радіомовлення, а також аналізу перспектив передачі аудіо контенту на основі звукових каналів та об'єктів

Ключові слова: аудіоконтент, *visual-студія*, метадані, звуковий об'єкт, багатоканальне звукопередавання.

1. ВСТУП

Технологія виробництва програм звукового мовлення була сформована протягом багатьох десятиліть існування радіомовлення та його поширення по всьому світі. За цей час також було утворено низку міжнародних організацій, таких як EBU (European Broadcasting Union), NABA (North American Broadcasting Association) тощо, діяльність яких спрямована на координацію роботи різних радіомовних компаній, сприяння обміну програмами між ними, проведення наукових досліджень та стандартизацію в галузі мовлення.

2. ОПИС СИСТЕМИ

Нині загальноприйнята технологія підготовки програм передбачає такі етапи (за виключенням необхідних організаційних заходів): запис аудіоконтенту програм; обробка сигналів, відповідних записаному контенту, власне випуск програми, що передбачає об'єднання раніше записаних та «прямих» ефірних передач в єдиний звукоряд у відповідності до розкладу; розподіл програм від центрів формування до передавальних центрів; і, нарешті, прийом програм [1, 2].

Основним завданням на сьогодні є удосконалення методів запису й обробки сигналів на кожному з етапів, щоб можна було реалізувати вимоги, що висуваються нині до систем передавання звуку [3].

З удосконаленням методів та засобів обробки аудіосигналів структура, надана на рис.1, все одно залишається у якості базової.

Серед нових підходів до створення аудіо контенту програм варто зазначити все більше використання мовниками так званих *visual-студій*. Це

пов'язано з тим, що радіомовлення вже не обмежується традиційною «ефірною» передачею, мовники виходять у соціальні мережі та використовують онлайн платформи (наприклад, YouTube). Так, програми Суспільного мовлення України можна не лише чути, а і переглядати пряму трансляцію на відповідній сторінці у Facebook [4], і таких мовників стає все більше. Через це й у підходах до проектування студій звукового мовлення відбудуться певні корективи. Так, на додачу до традиційно ретельних розрахунків щодо звукопоглинання та звукоізоляції слід більше приділяти увагу розрахункам щодо освітлення з урахуванням розташування відеокамер у студіях.

Також принципово новим є впровадження нових технологій звукопередавання для реалізації ефекту імерсивного звуку. Такі технології вже стосуються контенту дещо іншого характеру, ніж передача дикторської мови або ток-шоу, – переважно репортажів з місця спортивних подій або концертів. На сьогодні для високоякісного передавання звуку, метою якого є відтворення у місці прослуховування акустичної атмосфери, близької до тієї, що має місце під час певної події, використовуються технології багатоканального звукопередавання. Але вже запропоновано технологію звукопередавання на основі звукових об'єктів, що дозволить слухачеві «налаштувати» звукову сцену за власним побажанням [5], оскільки з'являється можливість регулювання параметрів сигналів, відповідних окремим об'єктам.

Проте більшість звукових подій мають такий характер, що дуже важко «розділити» їх на окремі об'єкти, наприклад, оплески глядачів під час концерту або вигуки вболівальників під час спортивних заходів. Тому більшу перспективу має так звана комбінована технологія звукопередавання, що використовує передавання як на основі звукових каналів, так і на основі звукових об'єктів. Використання таких технологій надає можливість і суттєвої економії бітрейту, що буде потрібний для передачі однієї програми. Передавання аудіоконтенту подібним чином потребує додаткових метаданих, що супроводжують певний аудіо файл або окрему аудіодоріжку. Мета генерування та передавання таких даних – докладний опис аудіо матеріалу для забезпечення його коректного відтворення на приймальній стороні.

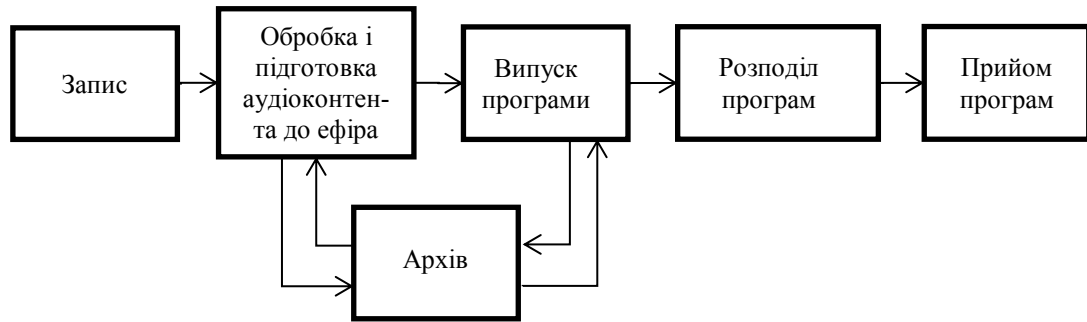


Рис. 1 – Узагальнена структурна каналу радіомовлення

3. ВИСНОВКИ

Нині розроблена структура моделі метаданих, що дозволяє достовірно описати формат та вміст аудіофайлів. Ця модель отримала назву моделі визначення аудіофайлів (ADM – Audio Definition Model) і докладно описана у Рекомендації MCE-P BS.2076-2 [6]. Модель задає спосіб генерації метаданих у форматі XML для визначення звукових доріжок у складі аудіо файлів. Нині розроблено і запропоновано для використання програмні засоби щодо генерування ADM метаданих [7], а також цифрові звукові робочі станції, для яких передбачено можливість обробки звукових об'єктів [8]. Ці засоби обробки аудіо контенту вдосконалюються розробниками для розширення можливості роботи з імерсивним звуком, при цьому вони мають бути якомога зручнішими для використання звукоінженерами. Усі ці заходи спрямовані на поширення новітніх технологій звукопередавання серед радіомовних компаній різних рівнів.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 EBU TR 042 Example of an end-to-end OBA broadcast architecture and workflow. Geneva. May 2018.– 35 pp.
- 2 Стереофоническое радиовещание и звукозапись: Учеб. пособие для вузов / Ковалгин Ю.А., Вологдин И.Э., Канцельсон Л.Н. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007.– 720 с.
- 3 Кузнецова А.С. Использование пространственных

характеристик звучания в современных методах субъективной оценки качества радиовещательных программ / А.С. Кузнецова, Е.В. Цой // ЦИФРОВІ ТЕХНОЛОГІЇ. – 2012. – № 12. – С. 60 – 64.

4 <https://www.nrcu.gov.ua/news.html?newsID=84776>

5 Scene based audio: a novel paradigm for immersive and interactive audio user experience. 2015 Qualcomm Technologies, Inc.

6 ITU-R Recommendation BS.2076-2 Audio definition model. ITU 2019. – 115 pp.

7 <https://www.iis.fraunhofer.de/en/ff/amm/dl/software/adm-info-tool.html>

8 Next Generation Audio (NGA). EBU Technology fact sheet. November 2019. – 2 pp.

MODERN TECHNOLOGIES OF AUDIO CONTENT MANAGING IN THE BROADCASTING PROGRAMS FORMING PROCESS

Dutka P.I., Garmatyuk A.S.

Department of radio and television

O.S.Popov Odessa National Academy of Telecommunications
Abstract – An overview of promising technologies currently used, as well as those that can be used during the preparation of broadcasting programs, taking into account modern requirements for the quality of audio content is presented. The main attention is paid to the application of visual studios for modern radio broadcasting, as well as to the analysis of the prospects of audio content transmission based on audio channels and objects.

Keywords: audio content, visual studio, metadata, sound object, multichannel audio transmission

АНАЛІЗ КРИТЕРІЇВ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ МЕРЕЖ НОВИХ ПОКОЛІНЬ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

ІВАЩЕНКО ПЕТРО ВАСИЛЬОВИЧ, доцент,
КУДРЯШОВ АНДРІЙ СЕРГІЙОВИЧ, магістрант,
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

ipv43@ukr.net

Анотація – Представлено огляд видів послуг, надаваних у мережах поколінь мобільного зв'язку 5G і 6G, для кожного виду послуг визначені критерії, пропоновані до системи передачі. Найважливіший критерій – частотна ефективність. Проведено огляд методів досягнення високої частотної ефективності в мережах мобільного зв'язку. Ці методи базуються на використанні OFDM з фільтрацією.

Ключові слова: система передачі мобільного зв'язку, мережі мобільного зв'язку 5G, частотна ефективність систем мобільного зв'язку, метод передачі OFDM, модифіковані методи передачі OFDM з фільтрацією.

1. ВСТУП

Традиційно при дослідженні й розробці нових радіосистем передачі використовувалися критерії високої частотної й енергетичної ефективності. При розробці систем передачі для мереж нового покоління мобільного зв'язку (5G, 6G) додатково актуальним є ряд інших критеріїв: складність трансивера; надійність каналу зв'язку, оцінюваний ймовірністю помилок біт, або ймовірністю помилок блоків; затримка сигналу в каналі зв'язку; енергоспоживання трансивера. Ступінь важливості того або іншого критерію залежить від виду послуг, для яких потрібне створення мереж.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Розрізняють наступні види послуг, для яких створюються мережі покоління **мобільного зв'язку 5G** [1]:

- надширокосмуговий мобільний зв'язок (eMBB);
- наднадійний міжмашинний зв'язок з низькими затримками (URLLC);
- масовий міжмашинний зв'язок (mMTC).

У мережах для надання послуг eMBB найбільш важливими є показники: висока частотна ефективність, низька затримка сигналу в каналі, енергоефективність; крім цих показників використовують також: трафік на одиницю площі, мобільність, користувальницька швидкість передачі даних та пікова швидкість передачі даних.

У мережах, орієнтованих на URLLC, перевагу віддають таким критеріям: висока надійність,

низька затримка, високий рівень мобільності. додатки URLLC вимагають затримки сигналу не більше 1 мс.

Для надання послуг mMTC важливими показниками є: висока щільність з'єднань і можливість підтримки коректного функціонування великої кількості пристроїв у мережі, низька вартість пристрою і його висока енергоефективність.

Серед перерахованих показників виділимо критерії енергетичної й частотної ефективності. Ці критерії вимагають рішення задач оптимізації методів передачі й алгоритмів обробки сигналів у модемах. При їхнім рішенні повинна прийматися до уваги задача забезпечення низьких показників енергоспоживання й вартості апаратури. Для досягнення високих показників енергетичної й частотної ефективності необхідно використовувати методи обробки сигналів у каналах із багатопроменевою. На сьогодні віддають перевагу багаточастотним сигналам (OFDM) та багатоканальним методам передавання (MIMO).

Сигнали OFDM складають основу радіоінтерфейсу мереж мобільного зв'язку 4G. Завдяки високій спектральній ефективності й завадостійкості в каналах з багатопроменевим поширенням радіохвиль сигнали OFDM використовуються й в інших розроблювальних системах. Радіосистемам із сигналами OFDM властиво два істотних недоліки: велике значення пікфактора (PAPR), що знижує коефіцієнт корисної дії радіопередавача, і висока чутливість демодулятора до помилок синхронізації по частоті.

Як відзначалося вище, одна з головних задач розроблювачів радіоінтерфейсу систем передачі 5G – підвищення частотної ефективності [2]. Підвищення спектральної ефективності є досить складною задачею. Однак уже є кілька рішень, які поряд із класичною OFDM ляжуть в основу передачі даних у мережах зв'язку 5G:

1. GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing) – Мультиплексований сигнал на основі узагальненого частотного поділу.

2. UFMC (Universal Filtered Multicarrier) – Універсальний фільтрований багаточастотний сигнал.

3. FBMC (Filter Bank Multicarrier) – Гребінчастий фільтрований многочастотний сигнал.

4. BFDМ (Bi-orthogonal Frequency Division Multiplexing) – Біортогональне частотно-частотно-поділюване мультиплексування сигналів.

5. FOFDM (Filtered orthogonal frequency division multiplexing) – Мультиплексований сигнал на основі фільтрованого ортогонального частотного поділу.

6. WOFDM (Windowed orthogonal frequency division multiplexing) – Мультиплексований віконний сигнал на основі ортогонального частотного поділу.

Загальним для цих методів є максимізація швидкості спаду бічних пелюсток спектра модульованого сигналу на виході блоку перетворення Фур'є, що завжди є присутнім при формуванні багаточастотного сигналу. По кожному з перерахованих методів можна знайти відомості в літературі [3, 4, 5] й зробити загальний висновок – їхнє застосування дозволяє підвищити частотну ефективність в 1,2 – 1,3 рази. Для порівняння цих методів необхідно брати до уваги й інших параметри, зокрема, PAPR і складність алгоритму модуляції й демодуляції. Ускладнення алгоритмів модуляції і демодуляції викликане також значним рівнем міжсимвольної інтерференції (ISI) та інтерференції між несівними підканалів (ICI).

Під час оптимізації методів передавання на основі OFDM слід мати на увазі, що захисні інтервали в часовій та частотній областях також знижують частотну ефективність.

Одним зі способів порівняння складності алгоритмів є збільшення числа множень на пакет у порівнянні із класичною OFDM. Цей ріст пояснюється необхідністю застосування КІХ-фільтрів, які вимагають великої кількості множень. Для деяких типових параметрів системи передачі результати порівняння наведені в табл. 1 [3].

Таблиця 1 – Збільшення складності обробки сигналів у порівнянні з OFDM

FOFDM	WOFDM	UFMC	FBMC	GFDM
4,8	1,2	602	5,7	11,8

3. ВИСНОВКИ

Із даних таблиці випливає, що при виборі методу передачі варто брати до уваги й критерій складності обробки, особливо при розробці обладнання для мереж, що надають послуги eMBB і mMTC.

Перераховані в першій частині доповіді ключові показники систем передачі є актуальними і для обладнання мереж, у яких реалізовано технологію Інтернет речей або IoT (Internet of Things).

4. ЛІТЕРАТУРА

1. Demir A.F. Waveform Design for 5G and Beyond // A.F. Demir, M. Elkourdi, I. Mostafa, A. Huseyin. – Режим доступу: <https://arxiv.org/pdf/1902.05999.pdf>.
2. Тихвинский В.О. Возможности технологии 5G для создания сетей широкополосного беспроводного доступа в малых и средних населенных пунктах / Региональный семинар МСЭ для стран СНГ. М., 2015.
3. Ijaz A. Analysis of Candidate Waveforms for 5G Cellular Systems. – Режим доступу: <http://dx.doi.org/10.5772/66051>.
4. Krishna P. Spectral Efficiency Analysis of Multicarrier Scheme for 5G Communications. – Режим доступу: <https://www.ijrte.org/wp-content/uploads/papers/v7i6/E2087017519.pdf>
5. Banelli P. Post-OFDM modulations for 5G and beyond // P. Banelli, G. Colavolpe, L. Rugini, A. Ugolini. – Режим доступу: <https://www.5gitaly.eu/2018/wp-content/uploads/2019/01/5G-Italy-White-eBook-Post-OFDM-modulations.pdf>

ANALYSIS OF TRANSMISSION SYSTEM EFFICIENCY CRITERIA NETWORKS OF NEW GENERATIONS MOBILE COMMUNICATIONS

IVASCHENKO PETER V., docent,
KUDRYASHOV ANDREY S., undergraduate,
O.S. Popov Odessa National Academy of
Telecommunications

Abstract – A review of the types of services provided in the networks of 5G and 6G mobile communication generations is presented; for each type of service, the criteria for the transmission system are defined. The most important criterion is frequency efficiency. A review of methods for achieving high frequency efficiency in mobile communication networks is carried out. These methods are based on the use of OFDM with filtering.

Keywords: mobile transmission system, 5G mobile communication networks, frequency efficiency of mobile communication systems, OFDM transmission method, modified OFDM transmission methods with filtering.

МЕТОДОЛОГІЯ ОЦІНКИ ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ QoE та QoS ДЛЯ НОВИХ ВИПАДКИ ВИКОРИСТАННЯ ТЕХНОЛОГІЇ 5G

Одарченко Р.С.

Кафедра телекомунікаційних та радіоелектронних систем
Національний авіаційний університет
odarchenko.r.s@ukr.net

Гнатюк В.О.

Кафедра телекомунікаційних та радіоелектронних систем
Національний авіаційний університет
viktorgnatyuk@ukr.net

Фесенко А.О.

Кафедра кібербезпеки та захисту інформації
Київський національний університет ім. Т. Шевченка
afesenko@meta.ua

Григоренко Д.К.

Державний науково-дослідний інститут технологій кібербезпеки та захисту інформації (ДержНДІ технологій кібербезпеки)
grigorenko@meta.ua

***Анотація** - Якість досвіду користувача стала найвищим показником для операторів для кількісної оцінки задоволеності абонентів. Існує багато відомих підходів до визначення QoE, проте із розвитком стільникових мереж, появою перших комерційних мереж 5G виникло багато нових випадків застосування, для яких існуючі методи не можуть бути застосовані в повній мірі без їх адаптації. Тому в рамках роботи над проектом 5G-TOURS, метою якого є демонстрація нових можливостей, які надає 5G для вертикальних секторів, було розроблено методологію вимірювання основних параметрів QoE/QoS для зовсім різних випадків використання. Розроблена методологія має дозволити провести оцінювання найважливіших параметрів QoE та QoS для всіх 13 випадків використання в рамках проекту 5G-TOURS. А результати перших експериментальних досліджень з'являться не раніше грудня 2020 року.*

***Ключові слова:** стільникові мережі, 5G, вимірювання, оцінка, QoE, QoS.*

1. ВСТУП

Історично тестування мобільних мереж спочатку було побудовано на основі вимірювання параметрів спектру та фізичного рівня, таких як, наприклад, RSSI і SINR [1]. Із часом, розвиток технологій та потреб пересунув вимірювання якості до OSS [2], а з рештою і до вимірювань QoS і QoE за допомогою пристроїв кінцевих користувачів. Ці вимірювання зазвичай стосуються якості передачі голосу, відео та інших сучасних сервісів.

Якість досвіду користувача QoE стала найвищим показником для операторів для кількісної оцінки задоволеності абонентів. Як випливає з назви, цей параметр представляє собою комплексний показник, який характеризує людський досвід від отримання послуги, що постачається через мережу на пристрій кінцевого користувача. Вимірювання QoE стали

невід'ємною складовою радіотехнологій всіх сучасних поколінь.

Поява 5G приносить не лише стрибок у продуктивності та можливостях мережі, але й зростає ймовірність того, що кінцевим користувачем стане машина, а не людина. Це означає, що існуючі методології тестування, засновані на вимірюванні голосу, відео та даних, що передаються абонентам за допомогою мобільного пристрою, повинні бути розширені, щоб охопити міжмашинний зв'язок; повинна бути розроблена та переглянута концепція того, що ми маємо на увазі під якістю досвіду (QoE) та відповідно розроблені нові методи тестування продуктивності стільникових мереж.

Важливо пам'ятати, що послуги 4G продовжуватимуть розвиватися, а тому необхідно усвідомлювати, що впровадження 5G буде сильно відрізнятися від попередніх поколінь стільникових мереж, особливо в підмережі радіодоступу RAN. Тут одразу виникають нові випадки використання 5G [3]: eMBB (розширена мобільна широкосмугова мережа), mMTC (масивна комунікація машинного типу) та URLLC (ультранадійний зв'язок із низькою затримкою).

Ці випадки використання приносять нові вимоги з точки зору реального часу, більшої пропускної здатності, масштабованості тощо, і вимагають переглянути методології та набір параметрів для вимірювання QoE. Це, в свою чергу, має надати змогу забезпечити такі умови експлуатації мережі, які будуть необхідними для підтримки цих випадків використання.

Нарешті, необхідною є розробка нової розширеної методології тестування для більш точного вимірювання нових параметрів на більш високих частотах та із використанням всієї ширини смуги пропускання. Також необхідно вирішити, як кількісно оцінити QoE - особливо там, де кінцевий користувач не буде використовувати смартфон.

Саме ці завдання частково вирішуються в рамках проекту 5G-TOURS [4].

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Мета проекту 5G-TOURS - продемонструвати переваги технології 5G у передкомерційному середовищі для реальних користувачів, туристів, громадян та пацієнтів шляхом впровадження 13 репрезентативних випадків використання у 3 різних типах міст: (i) Турін – туристичне місто (5 випадків використання) ii) Ренн – безпечне місто (4 випадки використання) iii) Афіни – місто, ефективне для мобільності (4 випадки використання).

В рамках проекту 5G-TOURS вже було розроблено високорівневий план ретельного оцінювання параметрів QoE та QoS для оцінки життєздатності випадків використання, вирішення технічних показників шляхом аналізу мережевих сервісів і KPI на рівні додатків, економічного впливу шляхом аналізу приблизних прибутків від впровадження нових технологічних рішень та, зрештою, задоволення верти-

кальних клієнтів.

Для досягнення вищезазначеної мети важливим є визначення та розробка чітко визначеної методології оцінювання, яка може керувати пілотними місцями протягом усього процесу оцінювання.

Основними цілями методології були визначені наступні:

- надати набір рекомендацій для пілотних місць на основі широко прийнятних стандартів та методологій (наприклад, [5, 6]) для практичної оцінки випадків їх використання;
- забезпечити набір загальних процедур перевірки QoE/QoS для того, щоб оцінка була реалізована у будь-якому використанні загальним способом (коли це можливо).

Поточний результат представляє методологію оцінки основних показників QoE/QoS в рамках проекту 5G-TOURS (рис. 1).

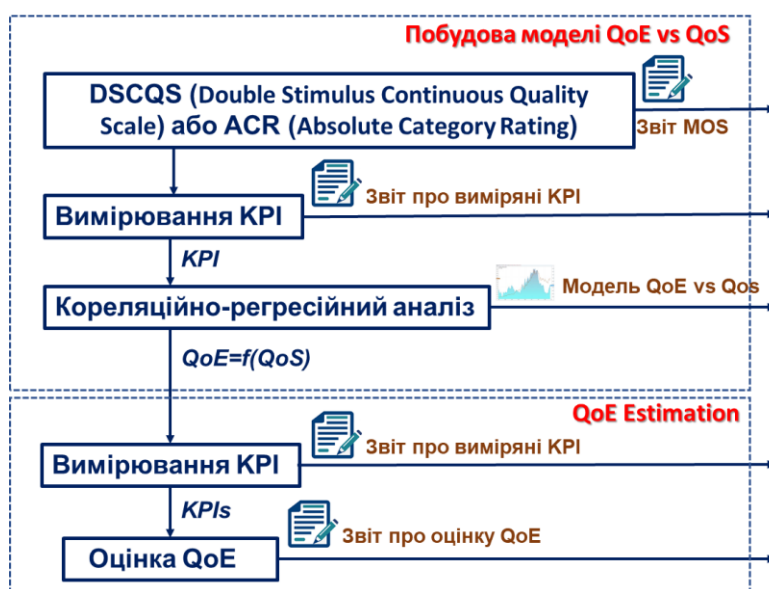


Рис. 1 Методологія вимірювання QoE/QoS/KPI в рамках проекту 5G-TOURS

Методологія оцінки, розроблена в рамках проекту 5G-TOURS, складалася з двох частин:

- загальна частина, яка може бути застосована до всіх випадків використання проекту;
- спеціалізована частина, яка визначає процедури оцінювання відповідно до KPI.

Друга частина є дуже корисною, по-перше, тому що лише підмножина всіх KPI проекту є критичною для кожного випадку використання, а по-друге, для того, щоб зафіксувати різні вимоги та обмеження обслуговування для кожного випадку використання, які можуть потребувати конкретних характеристик мережі. Таким чином, методологія оцінки 5G-TOURS є загальною (для підтримки всіх випадків використання проекту) і одночасно добро масштабованою (для того, щоб забезпечити підтримку спеціальних потреби кожного випадку використання).

Взагалі, представлена методологія може бути реалізована у наступні 5 етапів.

Етап 1 – Визначення QoE для конкретного випадку використання. Для реалізації цього етапу мож-

на, наприклад, використовувати відомі техніки DSCQS [7] або ACR [8].

Етап 2 – Вимірювання показників KPI. На цьому етапі обираються ключові показники якості та ефективності, використовуючи багатофакторний кореляційно-регресійний аналіз, тобто обираються ті показники, які найбільше впливають на результуючий параметр QoE. Потім відбувається їх вимірювання із використанням відомих методів [5, 6].

Етап 3 – Кореляційно-регресійний аналіз. На цьому етапі відбувається визначення залежності між показниками QoE та QoS/KPI.

Етап 4 – Вимірювання показників KPI. Для реалізації даного етапу використаємо вже визначені підмножини показників KPI та відомі методи вимірювання [6].

Етап 5 – Оцінка QoE. На цьому етапі відбувається безпосереднє визначення параметрів QoE із використанням розробленої на етапі 3 моделі. Після цього відбувається порівняння отриманих показників з гранично допустимими значеннями. Якщо ці

значення перевищують допустимі, необхідно провести аналіз пристроїв які функціонують в стільниковій мережі та виявити причини невідповідності отриманих значень. Для порівняння отриманих значень в результаті розрахунків з гранично допустимими вводиться логічна функція еквівалентності:

За результатами роботи даної методології можна зробити висновки щодо можливості реалізації деяких випадків використання, їх покращення тощо. Також після використання методології можна буде прийняти рішення про те, який ключовий показник якості обслуговування має бути покращений на вигоду абонента і в разі можливості буде застосовано один із оптимізаційних алгоритмів. Це наприклад може бути використання QUIC замість HTTP, Multilink, ABR, PTM тощо. Цей перелік оптимізаційних методів може бути розширеним.

Таким чином, виклики, що виникли під час вимірювання параметрів QoE для мереж 5G можна підсумувати наступним чином:

- Випадки використання 5G, зокрема mMTC та URLLC, вимагають нового способу вимірювання QoE для кожної окремого окремого застосування.

- QoE має інше значення в комунікації машинного типу. QoE має бути інтерпретований машинною або пов'язаною річчю.

- Кожна програма містить специфічний набір характеристик продуктивності мережі, які потрібно контролювати.

- Моніторинг стає важливішим для операторів критичних 5G-додатків.

- Тестування 5G додає новий вимір як для отримання даних, так і для післяобробки.

- Активне тестування та розуміння QoS на кожному випадку використання, пов'язане з мережевими операціями, стане ключовим фактором для майбутніх бізнес-кейсів 5G.

3. ВИСНОВКИ

В роботі було проведено уточнення класифікації ключових показників якості обслуговування абонентів та продуктивності мережі стільникового зв'язку, які необхідно використовувати під час оцінки ефективності стільникових мереж, планування та їх безперервної оптимізації. Це все було також зроблено по відношенню до нових випадків використання в стільникових мережах 5G.

В рамках роботи над проектом 5G-TOURS було розроблено методологію оцінки показників QoE/QoS/KPI, яка полягає у послідовному визначенні множини оцінюваних випадків застосування, виборі на основі кореляційно-регресійного аналізу статистичних даних якості обслуговування оптимальних критеріїв оцінювання функціонування мережі, безпосередній їх оцінці та порівнянні із допустимим рівнем. Розроблена методологія має дозволити провести оцінювання найважливіших параметрів QoE та QoS для всіх 13 випадків використання в рамках проекту 5G-TOURS. Дані щодо перших експериментальних досліджень з'являться не раніше грудня 2020 року.

4. ЛІТЕРАТУРА / REFERENCES

- 1 Zhifeng Wang, Cheng Gao, Yang Xu, Manuel Melgosa, Michael H. Brill, Michael Pointer, Changjun Li, Further investigation on the modified hyperbolic function in the CAM16 color appearance model, *Color Res Appl.* 2019; 1–8.
- 2 H. Xian, W. Muqing, M. Jiansong and Z. Cunyi, "The impact of channel environment on the RSRP and RSRQ measurement of handover performance," 2011 International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC), Ningbo, 2011, pp. 540-543, doi: 10.1109/ICECC.2011.6067737.
- 3 K. Rossi, K. Molin and K. Rossi, "Software components-based management of cellular transmission networks," 2006 IEEE/IFIP Network Operations and Management Symposium NOMS 2006, Vancouver, BC, 2006, pp. 1-14, doi: 10.1109/NOMS.2006.1687608.
- 4 3GPP TS 22.261 V17.1.0 (2019-12) Service requirements for the 5G system Stage 1 (Release 17)
- 5 Офіційний сайт проекту 5G-TOURS: <http://5gtours.eu>
- 6 5G EVE Deliverable D5.2 "Model-based testing framework document" – ICT-17-2018 5G EVE Project –12/2019 <https://doi.org/10.5281/zenodo.3628341>
- 7 ITU-R M.2412, Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-2020", October 2017
- 8 N. Narita and Y. Sugiura, "On an absolute evaluation method of the quality of television sequences," in *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 43, no. 1, pp. 26-35, March 1997, doi: 10.1109/11.566821.
- 9 T. Hofffeld, F. Metzger and D. Rossi, "Speed Index: Relating the Industrial Standard for User Perceived Web Performance to web QoE," 2018 Tenth International Conference on Quality of Multimedia Experience (QoMEX), Cagliari, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/QoMEX.2018.8463430.

METHODOLOGY OF EVALUATION OF THE MAIN PARAMETERS OF QoE AND QoS FOR NEW USE CASES IN 5G

Roman Odarchenko¹, Viktor Gnatiuk¹, Andriy Fesenko², Dmytro Hrygorenko³

¹Telecommunication and radioelectronics systems academic department, National aviation university

²Department of Cyber Security and Information Protection, Kyiv National University named after T. Shevchenko

³State scientific and research institute of cybersecurity technologies and information protection (ICTIP)

odarchenko.r.s@ukr.net

Abstract — The quality of the user experience has become the highest indicator for operators to quantify customer satisfaction. There are many known approaches to the definition of QoE, but with the development of cellular networks, the emergence of the first commercial 5G networks, many new applications have emerged for which existing methods cannot be fully applied without their adaptation. Therefore, as part of the work on the 5G-TOURS project, which aims to demonstrate the new opportunities provided by 5G for vertical sectors, a methodology for measuring the main parameters of QoE / QoS for completely different uses was developed. The developed methodology should allow to evaluate the most important QoE and QoS parameters for all 13 cases of use within the 5G-TOURS project. And the results of the first experimental studies will not appear until December 2020.

Key words: cellular network, 5G, measurement, evaluation, QoE, QoS.

КОДУВАННЯ ЗНАЧУЩОЇ КООРДИНАТНО-ЯСКРАВІСНОЇ СКЛАДОВОЇ ВІДЕОЗНІМКУ В ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

Оксиук О.Г., Бабенко Ю.М., Жуйков Д.Б. / V. Barannik, O. Oksiiuk, Y. Babenko, D. Zhuikov
Кафедра кібербезпеки та захисту інформації / Department cybersecurity and defence information
Київський університет імені Тараса Шевченка/ Taras Shevchenko National University of Kyiv,
Ukraine
Oksiuk@ukr.net

Анотація—Розглядається підхід до побудови кодового представлення значущої координатно-яскравісної складової відео знімку. При цьому кодування здійснюється на основі опису координатно-яскравісної складової у вигляді структурного позиційного числа з глобальною і локальною нерівністю значень сусідніх елементів. Такий підхід враховує двоєрархічну схему формування кодових значень для сукупності областей когерентності після нерівномірної субдискретизації з виявленням та виключенням елементів з рівними значеннями. За рахунок цього досягається усунення структурної надмірності без внесення додаткових помилок.

Ключові слова: позиційне кодування, відеодані, значуща складова відеознімку.

1. ВСТУП / INTRODUCTION

Характерними рисами сучасних інформаційно-комунікаційних мереж є постійне збільшення об'єму інформації, що передається у одиницю часу, та постійне ускладнення трафіку. Такий ріст загального об'єму даних у мережі значною мірою спричинено стрімким стабільним збільшенням відсотку відеоданих. У свою чергу, це також впливає на ускладнення трафіку [1, 2], поряд з такими факторами, як інтелектуалізація мережевих сервісів, широке впровадження алгоритмів кіберзахисту на рівні мережевих вузлів. На тлі цього спостерігається посилення вимог до якості прийнятих відеоданих. У таких умовах утруднюється забезпечення передавання відеоданих відповідно до існуючих вимог якості.

Отже, актуальним є завдання підвищення ефективності відеосервісів на базі інформаційно-комунікаційних мереж. Дане завдання може бути вирішено як на рівні кінцевих вузлів, так і на рівні управління трафіком у межах мережевих вузлів [3]. Проте, можливості такого управління трафіком в умовах його ускладнення є обмеженими, оскільки при цьому загальне навантаження на мережу залишається сталим.

Більш ефективними є методи кодування, спрямовані на зменшення інтенсивності надходження відеоданих у мережу. Але можливості традиційних методів щодо зменшення інформаційної інтенсивності відеоданих без подальшого зниження якості практично досягнули теоретично можливої межі. У цих умовах більш доцільними є методи, що базуються на усуненні нових видів надмірностей [2]. У зв'язку

з цим пропонується розробити метод кодування відеоданих, що базується на усуненні структурної надмірності яскравісної складової.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА / MAINPART

Кодування масивів значущої координатно-яскравісної складової відеознімку пропонується проводити у напрямку рядків [4]. Це дозволяє враховувати обмеження на амплітуди значень значущих елементів ОКГ, і локальні та глобальні обмеження на нерівність суміжних елементів. За умовою виявлення і регресійного опису областей когерентності відеознімка допускається, що ОКГ містить значущі елементи з позиції локального показника чутливості. Тоді передбачається зниження рівня візуальних оцінок ВРВ. Такі викривлення можуть поширюватися в процесі реконструкції в рамках обмежених областей когерентності. Але якщо такі області мають значну довжину, корекції будуть візуально помітними. Отже, для локалізації таких наслідків необхідно обробляти значущі елементи ОКГ без внесення помилок.

З урахуванням цього, у процесі кодування складової відеознімку, розглядаються як структурні позиційні числа з глобальною і локальною нерівністю сусідніх елементів (РПЛ ГЛН). Тоді процес побудови кодового опису для РПЛ ГЛН чисел організовується двома етапами, на першому з яких визначається значення кодового опису рядка. На другому - формується кодовий опис з урахуванням обмежень на нерівність суміжних елементів в рядках.

Обчисливши значення кодового опису без урахування умов нерівності сусідніх елементів. На другому етапі враховується умова глобальної і локальної нерівності елементів в рядках масиву. Коли обчислюється кодове значення, дозволено комбінаціями рядка масиву значущих елементів ОКГ будуть послідовності, для яких допускається рівність як мінімум для однієї пари сусідніх елементів [5].

Далі для отримання значення вагових коефіцієнтів буде розглядатися послідовність, яка є частиною рядка масиву значущої координатно-яскравісної складової відеознімку і містить певну кількість необроблених елементів, з двох аспектів:

Перший аспект полягає у визначенні кількості наступних послідовностей.

Другий аспект полягає у розгляді кількості заборонених послідовностей, які передують поточній.

Використовуючи співвідношення для обчислення кодового значення рядка масиву значущих еле-

ментів областей когерентності можна зробити висновки, що кодове значення має двоієрархічну структуру, формуючись для декількох областей когерентності (верхній рівень ієрархії), кожна з яких описується декількома значущими елементами (нижній рівень ієрархії). Кількість таких елементів визначається показником локальної чутливості.

У разі обробки масиву значущих елементів областей когерентності формується послідовність кодових значень.

Для визначення меж витрат кількості біт на представлення кодового значення для РПЛ ГЛН потрібен такий параметр, як кількість структурних позиційних чисел з глобальною і локальною нерівністю значень суміжних елементів, що мають параметри: динамічний діапазон дорівнює та довжина числа дорівнює.

3. ВИСНОВКИ / CONCLUSIONS

Розроблено метод кодування значущою координатно-складовою яскравості відеознімка на основі його опису у вигляді структурного позиційного числа з глобальною і локальною нерівністю значень сусідніх елементів. При цьому, на відміну від існуючих методів, враховується двоієрархічна схема формування кодових значень для сукупності областей когерентності після нерівномірної субдискретизації з виключення елементів з рівними значеннями; значення показника локальної чутливості визначає плаваючу кількість значущих елементів ОКГ. У цьому випадку в результаті виключення заборонених послідовностей, які пропускають зміст елементів з рівними значеннями, досягається усунення структурної надмірності без внесення додаткових помилок.

Обґрунтовано співвідношення для оцінки верхнього рівня кількості біт, який витрачається на представлення кодового значення рядка масиву значимої координатно-яскравісної складової відеознімку.

4. ЛІТЕРАТУРА / REFERENCES

1 V. Barannik, N. Kharchenko, V. Tverdokhlebl and O. Kulitsa, "The issue of timely delivery of video traffic with controlled loss of quality", in Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, Slavske, 2016, pp. 902-904. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET.2016.7452220>.

2 V. Barannik, Y. Ryabukha, V. Tverdokhlib, A. Dodukh, O. Suprun and D. Tarasenko, "Integration the non-equilibrium position encoding into the compression technology of the transformed images", in IEEE East-West Design & Test Symposium, Novi Sad, Serbia, 2017, pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/EWDTS.2017.8110030>.

3 V. Barannik, A. Krasnorutskiy, Y. Ryabukha and D. Okladnoy, "Model intelligent processing of aerial photographs with a dedicated key features interpretation", in Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, Lviv, Slavske, 2016, pp. 736-738. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET.2016.7452167>.

4 V. Barannik, A. Krasnorutskiy and A. Hahanova, "The positional structural-weight coding of the binary view of transformants", in 1th East-West Design and Test Symposium

(EWDTS 2013), Rostov-on-Don, 2013, pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/EWDTS.2013.6673178>.

5 O. Stankiewicz, K. Wegner, D. Karwowski, J. Stankowski, K. Klimaszewski and T. Grajek, "Encoding mode selection in HEVC with the use of noise reduction", 2017 International Conference on Systems, Signals and Image Processing (IWSSIP), 2017.

CODING SIGNIFICANT COORDINATE-BRIGHT COMPOSITION VIDEO IMAGE IN INFOCOMMUNICATION SYSTEMS

Бараннік В.В., Сорокун А.Д., Бабенко Ю.М., Яковенко О.В. / V. Barannik, A. Sorokun, Yu. Babenko, O. Yakovenko
Кафедра бойового забезпечення та експлуатації АСУ /
Department of Combat Support and Operation of ACS
Харківський національний університет Повітряних Сил
імені Івана Кожедуба /
IvanKozhedubKharkivNationalAirForceUniversity
vybar.off@gmail.com

Abstract—An approach to constructing a code representation of a significant coordinate-brightness component of a video image is considered. The coding is carried out on the basis of the description of the coordinate-luminance component in the form of a structural positional number with global and local inequality of the values of neighboring elements. This approach takes into account the two-hierarchical scheme of formation of code values for the set of areas of coherence after unequal-dimensional subsampling with the detection and exclusion of elements with equal values. Due to this, the elimination of structural redundancy is achieved without making additional mistakes.

Key words: position coding, video data, a significant component of the video image.

СУЧАСНИЙ СТАН РАДІОРЕЛЕЙНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ

ПУГАЧЕНКО АНТОН ІГОРЕВИЧ, магістрант
ІВАЩЕНКО ПЕТРО ВАСИЛЬОВИЧ, доцент,
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова
ipv43@ukr.net

Анотація – У роботі представлено сучасний стан цифрових радіорелейних систем передавання (ЦРСП) та її використання. Розглянуто тенденції подальшого розвитку ЦРСП.

Ключові слова: цифрова радіорелейна система передавання, адаптивна модуляція, частотна ефективність систем передавання.

1. ВСТУП

Радіорелейні лінії (РРЛ) на базі цифрових радіорелейних систем передавання (ЦРСП) стали важливою частиною цифрових телекомунікаційних мереж [1]. Це обумовлено гнучкістю методів включення ЦРСП до складу цифрових каналів зв'язку. А методи проектування й організації систем досягли досить високого рівня.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

При проектуванні ЦРСП основним завданням є забезпечення максимальної швидкості передавання даних (високої частотної ефективності). Нині для вирішення цього завдання використовують багатопозиційні види модуляції, адаптивне керування видами модуляції та коректувальні коди.

Ще однією, чисто радіорелейною, перевагою пристроїв з пакетною технологією передавання даних є наявність адаптивної модуляції. З погіршенням погодних умов (дощ, сніг, туман), в устаткуванні з фіксованим рівнем модуляції, при зниженні сигналу нижче граничного рівня приймача, починають виникати помилки, аж до повного відключення РРЛ і втрати всіх даних.

Сучасні системи з адаптивною модуляцією зі зміною погодних умов автоматично, без розриву існуючих з'єднань, перемикаються на модуляцію з більш низькою позиційністю. І, навпаки, при поліпшенні радіосигналу позиційність модуляції росте й збільшується пропускна здатність РРЛ. Так, якщо смуга пропускання РРЛ 28 МГц, при модуляції ФМ-4 швидкість передавання складає 40 Мбіт/с, а при модуляції КАМ-1024 швидкість передавання складає 200 Мбіт/с. Через застосування багатопозиційних методів модуляції завадозахищеність ЦРСП є низькою й у зв'язку із цим такі РРЛ проєктуються з великим запасом на замирання. Крім того, обов'язковим стало використання коректувальних кодів (Ріда-Соломона, каскадних кодів). Істотний виграш у завадостійкості в каналах із замираннями може бути отриманий у пакетних мультисервісних ЦРСП.

Передавання по сучасних РРЛ сигналів синхронної цифрової ієрархії (SDH) є другою розповсюдженою технологією, у якій досягається високе

відношення швидкості передавання до займаної смуги частот за допомогою багаторівневої модуляції. Таким типовим прикладом є передавання потоку 155 Мбіт/с у смузі 28 МГц при модуляції КАМ-128.

Традиційно мережі розподілу операторів зв'язку будувалися на базі технологій TDM ATM, але з підвищенням популярності мультимедія-додатків і пов'язаним із цим стрімким зростанням трафіка такі мережі вже не в змозі забезпечити ефективне збільшення пропускної здатності. У цей час відбувається еволюція транспортних мереж, у тому числі, призначених для мобільного зв'язку, у бік переходу на пакетні технології. Це пов'язане з бажанням споживача отримати широкосмуговий доступ до інтернету.

Довгі роки розподільні мережі, що зв'язують базові станції стільникового зв'язку з контролерами, проєктувалися, будувалися й розвивалися на базі технології комутації каналів (TDM). Ця технологія дуже ефективна, коли по мережі передається переважно голосовий трафік. При виборі на користь безпроводового підключення базових станцій широко застосовуються ЦРСП на технологіях PDH.

3. ВИСНОВКИ

На підставі проведеного аналізу впливає висновок про доцільність застосування технології адаптивної модуляції й кодування коректувальними кодами в ЦРСП.

4. ЛІТЕРАТУРА

1. Довгий С.О. Сучасні телекомунікації: Мережі, технології, безпека, економіка, регулювання. / С.О. Довгий, П.П. Воробієнко, Гуляев К.Д. – Видання друге. За загальною ред. Довгого С.О. – К.: «Азимут-Україна». – 2013. – 608 с.

CURRENT STATE OF RADIO-RELAY TRANSMISSION SYSTEMS

PUGACHENKO ANTON I., undergraduate,
IVASCHENKO PETER V., docent,
O.S. Popov Odessa National Academy
of Telecommunications

Abstract - The paper presents the current state of digital radio-relay transmission systems (DRRTS) and their use. The tendencies of further development of the DRRTS are considered.

Key words: digital radio relay transmission system, adaptive modulation, frequency efficiency of transmission systems.

СУЧАСНИЙ СТАН ТА ПЕРСПЕКТИВИ ВИКОРИСТАННЯ ТЕХНОЛОГІЇ VSAT

БІЛЬСЬКИЙ БОГДАН МИКОЛАЙОВИЧ, магістрант
ІВАЩЕНКО ПЕТРО ВАСИЛЬОВИЧ, доцент,
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова
ipv43@ukr.net

Анотація. У роботі представлено сучасний стан технології VSAT та її використання. Наведено типові параметри супутникових каналів, що використовують станції VSAT. Розглядаються особливості побудови мереж доступу на основі супутникових каналів з малими станціями, сучасний стан таких мереж та перспективи їх використання для надання послуг.

Ключові слова: малі станції супутникового зв'язку, VSAT, мережа доступу, конвергенція послуг.

1. ВСТУП

Під технологією VSAT розуміють системи супутникового зв'язку, які використовують малі земні станції. Дослівний переклад VSAT (Very Small Aperture Terminal) – термінал з антеною малої апертури. За стандартом [1] станція VSAT – приймально-передавальна або приймальна земна станція фіксованого супутникового зв'язку з такими головними особливостями:

- станція працює через геостационарний супутник;
- станцію встановлюють безпосередньо у користувача, і щільність розміщення таких станцій може бути дуже високою;
- станція не має постійного обслуговуючого персоналу;
- контроль і керування станцією виконують централізовано;
- станцію застосовують у мережі з довільною топологією;
- передавання від однієї станції до іншої зазвичай виконують через вузлову станцію.

На основі VSAT обладнання можлива побудова мультисервісних мереж, що надають практично всі сучасні послуги зв'язку: доступ в Інтернет; телефонний зв'язок; об'єднання локальних мереж; передачу аудіо-, відеоінформації; резервування існуючих каналів зв'язку; збір даних, моніторинг і віддалене керування промисловим об'єктами й багато чого іншого.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Мережа супутникового зв'язку на базі VSAT містить у собі три ключових елементи: центральна керуюча станція (ЦКС), супутник-ретранслятор і абонентські VSAT термінали.

До складу ЦКС входить приймально-передавальна апаратура, фідерні пристрої

й комплекс обладнання, що здійснює функції контролю й керування роботою всієї мережі, перерозподіл її ресурсів, виявлення несправностей, тарифікацію послуг мережі й сполучення з наземними лініями зв'язку. Для забезпечення надійності зв'язку апаратура має як мінімум 100% резервування. Центральна станція сполучається з будь-якими наземними магістральними лініями зв'язку й має можливість комутації інформаційних потоків, завдяки чому підтримується інформаційна взаємодія користувачів мережі між собою й з абонентами зовнішніх мереж.

Основними характеристиками супутника-ретранслятора є потужність бортових передавачів і кількість транспондерів на ньому. Стандартний транспондер має смугу пропускання 36 МГц, що відповідає максимальній пропускній здатності близько 40 Мбіт/с. У середньому, потужність передавачів коливається від 20 до 100 Ватів.

Абонентський VSAT термінал – це невелика станція супутникового зв'язку з антеною діаметром від 0,9 до 2,4 м, призначена, головним чином, для надійного обміну даними по супутникових каналах. Станція складається з антенно-фідерного пристрою, зовнішнього радіочастотного блоку й внутрішнього блоку (супутникового модему). Зовнішній блок являє собою невеликий приймально-передавач або тільки приймач. Внутрішній блок забезпечує сполучення супутникового каналу з термінальним обладнанням користувача.

Супутниковий модем реалізує вибраний метод модуляції та коректувальний код, часто в модемі реалізується каскадне кодування – два коректувальні коди. Саме добре спроектований та виготовлений модем забезпечує високу частотну та енергетичну ефективність використання ресурсів супутникового каналу зв'язку [2].

З впровадженням сучасних технологій, що дозволяють більш ефективно використовувати частотні та енергетичні ресурси супутникових ліній, в основному, орієнтуються на малі земні станції – ЗС типу VSAT. Стандарт [3] визначає вимоги до всіх типів ЗС типу VSAT, призначених для роботи в діапазоні Ku. Визначено граничні значення частот передачі та прийому та умови експлуатації та обмеження відносно розташування супутника.

Стандартом нормуються такі параметри ЗС, як значення напруженості випроміненого поля, значення побічної ЕІВП поза призначеною смугою частот та інші. Ціль нормування – обмеження рівня

завад супутниковим радіослужбам. Це досягається використанням вузько направлених антен та обмеженням на параметри. Завдяки цьому щільність розміщення станцій VSAT може бути дуже високою.

У кінцевому рахунку канали на основі VSAT повинні забезпечувати доступ до послуг для будь-якого користувача в тому числі й мобільного без обмежень на його місце розташування. Зона покриття послугами – у мінімальному випадку – це виділена територія. За особливостями побудови й вимогами мережі доступу можна поділити:

- інфотелекомунікаційні мережі, які повинні забезпечувати доступ до джерел інформації в будь-якому місці для будь-якого користувача;
- мережі дистанційного навчання для надання провідними вченими, фахівцями загальноосвітніх послуг для широкої віддаленої аудиторії;
- мережі телемедицини для надання медичної допомоги провідних спеціалістів центрів віддаленим медичним установам, а також у надзвичайних ситуаціях;
- мережі відеоконференцзв'язку;
- інші мережі додаткових послуг (телемагазин, телебанкінг, телеігри тощо), призначення яких може бути реалізовано перерахованими мережами.

Мережа доступу повинна також надавати традиційні, соціально значимі, послуги зв'язку, особливо, у віддалених і важкодоступних ділянках території, де не розвинені наземні засоби зв'язку. Особливістю послуг є їхнє надання з єдиного центра або декількох таких центрів великій кількості користувачів аж до глобального масштабу. Даною особливістю характеризуються системи мовлення, що забезпечується використанням мовленнєвих каналів. Всі послуги повинні бути інтерактивними й вимагають використання несиметричних каналів зв'язку.

Має місце конвергенція послуг і функцій систем, далеких за принципами дії й призначенням шляхом взаємопроникнення й використання загальних техніко-технологічних рішень. Завдяки стиранню різниці між окремими видами послуг, всі мережі з будь-яким їхнім видом будуть надавати в значно розширеній номенклатурі й у більшому обсязі на основі єдиної технологічної мультимедійної платформи. У рамках єдиної платформи буде реалізоване безпосереднє, інтерактивне й високоякісне мовлення, високошвидкісний доступ, дистанційне навчання, телемедицина, телебанкінг та інші мультисервісні додатки.

3. ВИСНОВКИ

Із впровадженням конвергованих послуг на основі єдиної мультимедійної платформи майбутнє пов'язане з мультимедійними мережами, що надають всі види послуг. Корпоративний характер даних послуг, широка зона охопту робить найбільш придатними для їхнього надання супутникові

канали. Їхня реалізація на основі наземних ліній зв'язку вимагає значного часу й засобів. Очікується, що нові послуги займуть до 80% супутникового ресурсу

4. ЛІТЕРАТУРА

1. ДСТУ 3560:2007 Системи телекомунікацій супутникові. Терміни та визначення понять. Держспоживстандарт України, 2009.
2. Банкет В.Л. Модемы земних станцій спутникової зв'язи / В.Л. Банкет, А.М. Мельник. // Праці УНДІРТ. 2000. №4, с. 55–62.
3. ДСТУ ETSI EN 301 428:2017 Супутникові земні станції та системи. Станції супутникового зв'язку малі, які працюють у смугах частот 11/12/14 ГГц. Технічні вимоги та методи випробування (ETSI EN 301 428:2017, IDT)

CURRENT SITUATION AND PROSPECTS FOR USE OF VSAT TECHNOLOGY

BYLSKY BOGDAN N., undergraduate,
IVASCHENKO PETER V., docent,
O.S. Popov Odessa National Academy of
Telecommunications
ipv43@ukr.net

Abstract – The paper presents the current state of VSAT technology and its use. Typical parameters of satellite channels that use VSAT stations are given. The features of building access networks based on satellite channels with small stations, the current state of such networks and the prospects for their use for the provision of services are considered.

Keywords: small satellite communications stations, VSAT, access network, service convergence.

ПРО ДОЦІЛЬНІСТЬ ВИКОРИСТАННЯ УНІВЕРСАЛЬНИХ ФІЛЬТРОВАНИХ БАГАТОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ

ІВАЩЕНКО ПЕТРО ВАСИЛЬОВИЧ, доцент,
НОВИЦЬКИЙ РОМАН ОЛЕКСАНДРОВИЧ, магістрант,
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

ipv43@ukr.net

Анотація – Представлено огляд методів побудови радіо інтерфейсів у мережах покоління мобільного зв'язку 5G. Визначені найважливіші критерії – частотна ефективність та складність модему. Перевагу слід віддати UFMC.

Ключові слова: система передачі мобільного зв'язку, мережі мобільного зв'язку 5G, частотна ефективність систем мобільного зв'язку, метод передачі UFMC.

1. ВСТУП

Розвиток інформаційних технологій привів до неперервного збільшення обсягів трафіка. Очікується, що значну частку даних трафіка складе обмін даними міжмашинної взаємодії M2M, між приладами D2D, в мережах Інтернету речей IoT. У зв'язку з цим в області телекомунікацій є потреба переходу до нових стандартів у мережах рухомого зв'язку, передусім стандартів на мережі зв'язку п'ятого покоління (5G).

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Серед технічних вимог до мереж мобільного зв'язку 5G відмітимо:

- зростання швидкості передачі даних в 10–100 раз розраховуючи на абонента;
- зростання споживаного трафіка абонента у 1000 разів;
- збільшення кількості абонентських пристроїв в соті в 10–100 раз;
- десятикратне збільшення часу автономної роботи абонентських пристроїв з невеликим енергоспоживанням;
- скорочення часу затримки в ланцюжках M2M, D2D в 5 раз;
- зниження вартості експлуатації й енергоспоживання мереж 5G до 10% від поточного споживання мереж 4G.

Виконання перелічених вимог в більшій чи меншій степені визначається методами побудови радіо інтерфейсів (модемів). На першому етапі організація мереж 5G планується на основі існуючої архітектури мереж 4G з поступовим доповненням новітніми розробками радіодоступу. В існуючих мережах 4G для передачі даних використовується класична технологія OFDM. Ця технологія має як достоїнства, так і недоліки. Перед розробниками стоїть задача – модернізація методу передавання OFDM з послабленням недоліків та

реалізацією перелічених вище вимог. Особлива увага приділяється підвищенню спектральної ефективності. У літературі запропоновано кілька рішень радіо інтерфейсу з заміною класичної OFDM на такі методи передачі [1]: GFDM, UFMC, FBMC, BFDM, FOFDM і WOFDM.

Якщо вважати основною вимогою підвищення спектральної ефективності, то слід віддати перевагу технології UFMC – універсальний фільтрований багаточастотний сигнал. Цей метод забезпечує максимізацію швидкості спаду бічних пелюсток спектра багаточастотного сигналу на виході блоку перетворення Фур'є за допомогою СІХ-фільтрів, коефіцієнти яких відповідають деякій віконній функції. У технології UFMC сигнали канального символу розбиваються на групи. Піднесівні кожної групи надходить на блоки зворотного дискретного перетворення Фур'є (ЗДПФ) та СІХ-фільтри. Гнучкість розбивки канального символу на групи є це однією перевагою технології UFMC.

3. ВИСНОВКИ

Основний недолік технології UFMC – висока складність алгоритму з двох причин: збільшується кількість блоків ЗДПФ, стільки ж СІХ-фільтрів. Кількість арифметичних операцій зростає у порівнянні з кількістю операцій при OFDM в десятки чи сотні разів. Цей недолік веде до зростання вартості виробництва та експлуатації й енергоспоживання обладнання мереж.

4. ЛІТЕРАТУРА

1. Demir A.F. Waveform Design for 5G and Beyond // A.F. Demir, M. Elkourdi, I. Mostafa, A. Huseyin. – Режим доступу: <https://arxiv.org/pdf/1902.05999.pdf>.

THE EXPEDIENCY OF USING UNIVERSAL FILTERED MULTIFREQUENCY SIGNALS

IVASCHENKO PETER V., docent,
NOVYTSKY ROMAN O., undergraduate,
O.S. Popov Odessa National Academy of Telecommunications

Abstract – A review of the methods for constructing radio interfaces in 5G mobile communication networks is presented. The most important criteria are determined – frequency efficiency and modem complexity. The advantage should be given to UFMC.

Keywords: mobile communication system, 5G mobile network, frequency efficiency of mobile communication systems, UFMC transmission method.

МЕТОДИ ВИЯВЛЕННЯ ДЕСТРУКТИВНО ІНФОРМАЦІЙНО-ПСИХОЛОГІЧНОГО ВПЛИВУ НА ПІДСВІДОМІСТЬ ОСОБОВОГО СКЛАДУ ТА НАСЕЛЕННЯ УКРАЇНИ

Бараннік В.В., Белікова Т.В., Олійник Ю. О.
Кафедра бойового забезпечення та експлуатації АСУ
Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба
vvbar.off@gmail.com

Анотація - Актуальність роботи полягає у тому, що електронні ЗМІ, як новий спосіб поширення та отримання інформації і тому стає головним елементом у конфлікті між Росією та Україною. А найголовніше, що люди все більше і більше починають користуватися цим ресурсом висвітлення інформації, і на цій основі, Росія використовує його як один з головних елементів впливу на Україну.

Ключові слова: інформаційно-психологічний вплив, деструктивний вплив, сугестивний вплив, фонетичний аналіз, лінгвістичний процесор.

1. ВСТУП

В сучасному інформаційному просторі України постає ряд питань, де головною проблемою є виявлення та протидія негативним інформаційно-психологічним впливам противника, як однієї зі складових розпаленого збройно-інформаційного протистояння[1,2].

У зв'язку зі стрімким поширенням інформації виникає потреба аналізу її як складової яка безпосередньо впливає на масову свідомість.

Головною складовою інформаційного впливу шляхом інформаційного простору Інтернет служить свідомість людини і підсвідомість індивіда, тобто колективна свідомість, на яку безпосереднім чином здійснюється інформаційний вплив різними інформаційними ресурсами.

Виходячи з того, що для здійснення інформаційного впливу достатньо не лише створювати певну інформацію, а шляхом її повторення та розповсюдження в мережі Інтернет, необхідно здійснювати виявлення інформаційних потоків, для подальших аналізів безпосередньо складової текстової інформації.

Для аналізу текстової інформації сьогодні розроблений і продовжує розроблятися цілий ряд підходів і методів, реалізованих на основі програмних засобів аналізу і лінгвістичної обробки текстових ресурсів.

Для вирішення задачі аналізу прихованого інформаційного впливу на підсвідомість особистості доцільно використовувати комплекс методів, які можуть бути поєднані в лінгвістичному процесорі. Тому я пропоную використовувати метод фонетичного аналізу текстів, який був адаптований для українськомовних текстів

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Фонетичний аналіз тексту зводиться до розрахунку оцінки слова за 20-тю однополярними шкалами. Однак, вони можуть бути змінені або доповнені в результаті проведення психологічного опитування з метою збільшення (зменшення) різноманітних оцінок виявлення сугестивного окрасу текстових повідомлень.

Сама ж методика аналізу базується на тому, що людина звикла в розмовній мові до якоїсь частотності звуків і як встановили психологи, ми визначаємо цю частотність досить правильно. Відповідно, будь-яке значне відхилення від цієї частотності має бути помічено підсвідомістю людини.

При автоматичному аналізі тексту машиною, неможливо дати машині зрозуміти значення окремих слів мови, машина ж в свою чергу оперує цифрами. У нашому випадку розумінням слів, а точніше звуків в слові, є їх значимість, тобто місце на кожній ознаковій шкалі [4,5]. Що має на увазі під собою закодоване значення для кожного звуку на певній шкалі.

Для аналізу роботи запропоновано на основі лінгвістичного процесору для виявлення сугестивної спрямованості інформаційних повідомлень на підсвідомість людини проведемо аналіз віршу Ліни Костенко «Крила».

Для аналізу сугестивної спрямованості тексту використовувався авторський колективний програмний засіб «Аналізатор документів WordSD» [3], який був орієнтований на аналіз лише російськомовних текстів. З метою аналізу українськомовних текстових документів в програмному засобі були адаптовані коефіцієнти для обрахунку фонетичних значень, які притаманні українській мові.

Якщо прочитати вірш «Крила», то у читача складається приємні та піднесені враження, вирісонується яскравий образ людини, яка має крила, та може подолати всі незгоди. Це вирісонується семантичної складової віршу та після прочитаного, читач залишається в гарному настрої.

Запропонована технологія не здійснює оцінку семантичну складової текстів в явному вигляді, а лише здійснюється оцінка впливу текстової інформації на підсвідомість людини на основі звучання букв, слів та речень.

Якщо проаналізувати результати отримані читачами після читання віршу, які враховували семантичну складову та своє уявлення та почуття, та результати, що отримані на основі реалізації запропонованої технології, які враховують лише вплив на підсвідомість особистості без врахування семантичної складової, то можна зробити висновок, що результати збігаються. Це може говорити про те, що автор віршу Лина Костенко намагалася підбором слів надати віршу відповідний окрас, та щоб у читача залишилися враження, які він міг почути не лише в словах, а й душою, тобто на підсвідомість.

3. ВИСНОВКИ

Для виявлення сугестивного впливу на підсвідомість особистості запропоновано використовувати метод фонетичного аналізу текстів, який був адаптований для україномовних текстів. За допомогою запропонованого лінгвістичного процесору мається можливість визначення в текстовому повідомленні головних слів, що характеризують текст, та визначити їх спрямованість щодо впливу на підсвідомість особистості.

Практичні дослідження показали працездатність запропонованого підходу для виявлення сугестивного деструктивного ПІВ на підсвідомість військовослужбовців сектору оборони безпеки України та населення України.

4. ЛІТЕРАТУРА / REFERENCES

1. Belikova T.V. The Technology Of Suggestive Information-Psychological Operations Masking In The Infocommunication Space. *Science-Based Technologies*. 2017. № 3. P. 21 – 26.

2. Алімпієв А.М., Бараннік В.В., Белікова Т.В., Сідченко С.О. Теоретичні основи створення технологій протидії прихованим інформаційним атакам в сучасній гібридній війні. *Системи обробки інформації*. Харків: ХНУПС. 2017. № 4(150). С. 113 – 121.

3. Belikova T., Barannik V., Karpinskyi V. Development of technology analysis for the content semantics, *Engineer of XXI Century - We Design the Future*, Bielsko-Biala, Poland: ATH, 2016. P.65-72.

4. Belikova T., Dovbenko O., Lekakh A., Dodukh O. Method of Increasing the Capacity of Information Threat Detection Filters in Modern Information and Communication Systems. *on Advanced Information and Communication Technologies, AICT 2019: 3rd IEEE International Conference, Proceedings*, (Lviv, July 2019). Lviv, 2019. P. 188 - 192.

5. Бараннік В.В., Белікова Т.В., Капко М.О., Гуржій І.А. Комплексний метод автоматичного фоносемантичного аналізу текстової інформації на основі оцінки вагомих семантичних одиниць в умовах інформаційного протиборства. *Кібербезпека. освіта, наука, техніка*. 2019. №1(1). С. 13 – 22.

METHODS OF DETECTING DESTRUCTIVE INFORMATION-PSYCHOLOGICAL INFLUENCE ON THE SUBCONSCIOUSNESS OF PERSONNEL AND POPULATION OF UKRAINE

V. Barannik, T. Belikova, Yu. Oliynuk

Department of combat support and operation of ACS
Kharkiv National Air Force University named
after Ivan Kozhedub
vvbar.off@gmail.com

Abstract - an update of the work that was previously that electronic media, as new data and information, is a major element in the conflict between Russia and Ukraine. We will find that people are increasingly discovering participants in other higher information resources, and when we use it, Russia uses it as one of the main people in Ukraine.

Key words: information-psychological content, destructive content, suggestive analysis, background analysis, linguistic processor.

ПІДХІД ДО ПОКРАЩЕННЯ СИСТЕМ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ВЗАЄМОДІЇ НА ПРИКЛАДІ ВЗАЄМОДІЇ ДЕРЖАВНИХ РЕЄСТРІВ

Хижняк Анна Олександрівна

Магістр кафедри кібербезпеки та захисту інформації

Оксінок Олександр Глібович

Доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри кібербезпеки та захисту інформації

vetrafiar@gmail.com

Анотація – представлено аналіз загального функціонування інформаційних реєстрів та внесено пропозиції щодо покращення системи інформаційної взаємодії на прикладі взаємодії державних реєстрів.

Ключові слова: інформаційна система, взаємодія, інформаційні реєстри.

1. ВСТУП

Сучасне суспільство існує в умовах, коли інформація є необхідним інструментом для забезпечення суспільного ладу та правопорядку, наприклад, інформація про платників податків; власників зброї, транспортних засобів, нерухомості; наділених спеціальними повноваженнями осіб – нотаріусів, арбітражних керуючих тощо є необхідною для таких цілей. Вся потрібна інформація про таких осіб чи об'єктів міститься у спеціальних реєстрах, тобто вона систематизована та універсальна для зручності користування нею.

Для того, щоб системи інформаційної взаємодії безпечно функціонували, необхідно забезпечити повний захист інформації. В цій роботі наводяться пропозиції щодо покращення систем інформаційної взаємодії на прикладі взаємодії державних реєстрів.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Створення інформаційних реєстрів вимагає неперервного системного аналізу національних інформаційних ресурсів, їх взаємозв'язків та захищеності. При цьому інформаційні реєстри слід розглядати як розподілену складну інформаційну систему, оскільки вона наділена усіма властивостями складних систем, а саме: великою кількістю складових компонентів, взаємодією з навколишнім середовищем, ієрархічною структурою та мінливістю у часі.

Загальними засадами створення та функціонування інформаційних реєстрів є: єдність методології створення, ведення, адміністрування, реєстрації та взаємодії реєстрів; обов'язковість та публічність реєстрації у реєстрах їх об'єктів та внесення даних (змін до них) про зареєстровані об'єкти; технологічна нейтральність та заборона преференцій для конкретних технологій; забезпечення доступу до відкритих даних; організація електронного інформаційного обміну між реєстрами за принципом «запит – відповідь» [1].

Розглянемо Реєстр територіальної громади міста Києва (далі – РТГК) [2], Державний реєстр виборців [3] та Міністерство Юстиції України [4].

За відкритими даними у м. Києві знаходиться не більш, ніж 10 реєстрів, які взаємодіють з РТГК. Вважатимемо, що взаємодія реєстрів повинна

здійснюватися з використанням технологій інформаційних транзакцій, на кшталт банківських.

Це надає можливість для проведення аналізу системи захисту інформації у РТГК зробити допущення:

- розглядаємо систему інформаційної взаємодії реєстрів як АС класу 2, де сервером системи є інформаційна система РТГК, а зовнішні інформаційні системи – звичайними користувачами;

- при здійсненні обміну з метою недопущення стороннього втручання використовується криптографічний захист каналів зв'язку;

- висуюються високі вимоги щодо забезпечення цілісності та достовірності інформації при здійсненні інформаційного обміну.

На сьогодні спостерігається значна ступінь дублювання інформації в реєстрах. При порівнянні даних РТГК, Державного реєстру виборців та реєстрів Міністерства Юстиції України можна виявити достатню кількість схожих даних, а саме: прізвище, ім'я та по-батькові; дата народження; місце проживання; відомості про громадянство або його відсутність; унікальний номер запису в Єдиному державному демографічному реєстрі). Отже, можна зробити висновок, що близько 50% тотожних полів наявні в Державному реєстру виборців, реєстру територіальної громади міста Києва та реєстрах Міністерства Юстиції України.

Тож, вважається за доцільне зробити висновки, що:

1. Велика кількість тотожних полів у реєстрах зумовлена тим, що досі нормативно не визначено перелік базових державних реєстрів, поля яких повинні виступати першоджерелами для використання в інших інформаційних ресурсах і забезпечення взаємодії між державними реєстрами.

2. Відсутність поняття базових державних реєстрів призводить до того, що поля з тотожною інформацією дублюються в різних реєстрах, а також мають рівнозначний пріоритет.

3. Питання щодо забезпечення взаємодії реєстрів в частині синхронізації даних між ними, з впровадженням протоколів взаємодії з використанням криптографічних механізмів, створює передумови для накопичення розбіжностей та, як результат, втрати актуальності даних.

Розглянемо принципи забезпечення безпеки при інформаційній взаємодії реєстрів на прикладі взаємодії РТГК з Державним реєстром виборців України.

Як було зазначено, при взаємодії інформаційних реєстрів існують значні перекриття даних реєстрів.

Розглянемо питання щодо перекриття даних реєстрів більш уважно.

Реєстром-джерелом є Державний реєстр виборців України. РТГК утворено шляхом експорту даних. Верифікація даних Державного реєстру виборців виконується підрозділами Центральною виборчою комісією.

Водночас, РТГК використовується: працівниками Міністерства юстиції України, нотаріусами, при вчиненні нотаріальних дій. При цьому нотаріуси зобов'язані здійснювати перевірку оригіналів документів; працівниками органів призначення субсидій – для внесення даних про призначення субсидій тощо.

Підсумовуючі, існує можливість додаткової та незалежної верифікації даних, які отримані з Державного реєстру виборців, під час повсякденної роботи з реєстром територіальної громади міста Києва.

Розглянемо інформаційні потоки при взаємодії реєстрів.

З Державного реєстру виборців України:

1. Створення реєстру як експорт даних.

2. Отримання з Державного реєстру виборців оновлень даних для РТГК.

До Державного реєстру виборців України:

3. Отримання з РТГК даних про виявленні неточності в записах.

Тому система безпечної взаємодії між реєстрами повинна:

- підтримувати легку та уніфіковану розробку та впровадження взаємодій між інформаційними системами;

- гарантувати високий рівень безпеки шляхом використання електронно-цифрового підпису, шифрування даних, реєстрації подій, контролю доступу до електронних послуг та механізмів "відмови в обслуговуванні";

- забезпечувати стійкість до відмов;

- надавати доступ до даних різним установам відповідно до наданих їм прав доступу.

Система також має забезпечувати достовірність і цілісність інформації, а також чітко дотримання своїх обов'язків учасниками процесу обміну даними. Усі дані, що надсилаються через систему підписуються цифровим підписом та зашифровуються, автентифікуються та фіксуються, а вся інформація, що надходить у неї, проходить процедуру аутентифікації та реєструється [5].

Отже, система інформаційної взаємодії реєстрів повинна функціонувати як окрема захищена система. При цьому повинно забезпечуватись виконання наступних вимог:

- захищена взаємодія між інформаційними системами реєстрів державних органів України з використанням мережі Інтернет;

- забезпеченням безпеки взаємодії, неможливість стороннього втручання в проведення транзакцій при обміні інформацією між реєстрами;

- веденням захищеного аудиту інформаційної взаємодії реєстрів;

- побудова транзакцій при інформаційному обміні між реєстрами з використанням криптографічних протоколів строгої автентифікації, криптографічних протоколів інформаційного обміну з підтвердженням не лише отримання інформації, а й факту імплементації інформації до реєстру без пошкоджень та колізій;

- забезпечення надійного та безпечного захищеного накопичення та зберігання транзакцій інформаційної взаємодії державних реєстрів з метою забезпечення можливості незалежного та повного відтворення реєстру у аварійних випадках;

- забезпечення функціонування системи інформаційної взаємодії реєстрів за принципом «24*7*365».

Тож, побудова системи інформаційної взаємодії реєстрів не є простим завданням та потребує ретельного опрацювання питань взаємодії реєстрів, які:

- побудовані з використанням різних баз даних;
- підтримують різні концепції забезпечення безпеки;

- мають різні рівні обслуговування та забезпечення безпеки.

3. ВИСНОВКИ

Наведений аналіз і внесені пропозиції спрямовано на покращення систем інформаційної взаємодії на прикладі взаємодії державних реєстрів.

4. ЛІТЕРАТУРА / REFERENCES

1. Реформа системи електронних публічних реєстрів [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://tsdea.archives.gov.ua/wp-content/uploads/2018/02/Draft-Law-22022018.pdf>
2. Про затвердження Положення про інформаційну систему «Реєстр територіальної громади міста Києва» [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://kmr.ligazakon.ua/SITE2/1_docki2.nsf/alldocWWW/46766F58E7709751C22581BC0068743A?OpenDocument
3. Закон України «Про Державний реєстр виборців» [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/698-16>
4. Про затвердження Положення про Міністерство Юстиції України [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/395/2011#n10>
5. Петраков А.В. Основи практичного захисту інформації. - М. : Радіо та зв'язок, 1999. - 360 с.

THE APPROACH TO THE IMPROVEMENT OF INFORMATION INTERACTION SYSTEMS BASED ON THE EXAMPLE OF STATE REGISTERS INTERACTION

Khyzhniak Anna Alexandrovna

Master of the department of Cyber Security and Information Protection

Oksiiuk Oleksandr Glebovich

Doctor of technical science, professor, head of the department of Cyber Security and Information Protection

vetrafiar@gmail.com

Abstract — the analysis of the general functioning of information registers is presented. Proposals were made for the improvement of information interaction systems on the example based on the example of state registers interaction.

Key words: information system, interaction, information registers

ПОБУДОВА ЗАХИЩЕНОЇ КОМП'ЮТЕРНОЇ МЕРЕЖІ ПІДПРИЄМСТВА НА ОСНОВІ ТЕХНОЛОГІЇ VPN

Тюх Олександр Віталійович, Гнатушенко Володимир Володимирович
кафедра інформаційних систем та технологій
НТУ «Дніпровська політехніка»

xgoist322@gmail.com, Hnatushenko.V.V@nmu.one

Анотація - Представлено аналіз сучасних технологій VPN, які широко використовуються в сучасності, методи їх реалізації та способи безпеки інформаційних мереж за допомогою каналів VPN. Моделювання здійснено в Cisco Packet Tracer — програмі моделювання мереж, використовуючи умовне обладнання. Запропонований підхід до побудови захищеної корпоративної мережі спирається на сучасні технології і розглядається як реальне замовлення клієнта.

Ключові слова: VPN, безпека інформації, корпоративна мережа, приватна мережа, тунелі, технологія, канали, IPSec

1. ВСТУП / INTRODUCTION

Технології побудови віртуальних захищених приватних мереж (VPN) привертають все більше уваги з боку великих компаній (банків, відомств, великих державних структур і т. д.). Причина в тому, що VPN-технології дійсно дають можливість не тільки значно скоротити витрати на утримання виділених каналів зв'язку з віддаленими підрозділами (філіями), але і підвищити конфіденційність обміну інформацією.

Сьогодні пропонуються десятки різних VPN-сервісів. Глобальної відмінності між ними немає. Вони відрізняються лише швидкістю підключення і абонентською платою. Завдяки використанню приватних мереж VPN організація отримує ряд переваг, основні з них:

- можна найняти штат віддалених працівників і заощадити на оренді офісу і всіх супутніх витратах;
- з'являється можливість найняти кваліфікованих співробітників з інших міст і регіонів, співпраця з якими раніше було неможливо;
- збільшується тривалість робочого часу — багато хто згоден працювати ночами і на вихідних.

Але найголовніше — компанія отримує швидкий безпечний Інтернет з каналами, відкритими тільки для внутрішніх потреб.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА / MAIN PART

Віртуальна приватна мережа або VPN — це зашифроване з'єднання, яке встановлюється через Інтернет між пристроєм і мережею. Зашифроване з'єднання гарантує безпечну передачу конфіденційних даних. Воно запобігає перехопленню трафіку користувачами, які не мають належні права, і дозво-

ляє авторизованим користувачам виконувати роботу віддалено. Технологія VPN широко використовується в корпоративному середовищі.

Віртуальна захищена мережа VPN формується шляхом побудови віртуальних захищених каналів зв'язку, що створюються на базі відкритих каналів зв'язку загальнодоступної мережі. Ці віртуальні захищені канали зв'язку називаються тунелями VPN. Мережа VPN дозволяє за допомогою тунелів VPN з'єднати центральний офіс, офіси філій, офіси бізнес-партнерів і віддалених користувачів і безпечно передавати інформацію через Інтернет [1-4].

Тунель VPN являє собою з'єднання, проведене через відкриту мережу, по якій передаються криптографічні захищені пакети повідомлень віртуальної мережі. Захист інформації в процесі її передачі по тунелю VPN заснований:

- на аутентифікації взаємодіючих сторін;
- криптографічному закритті (шифруванні) переданих даних;
- перевірці цілісності доставленої інформації.

Конфігурація і характеристики віртуальної приватної мережі багато в чому визначаються типом застосовуваних VPN-пристроїв.

Будуючи VPN, кращим рішенням буде використання спеціалізованого обладнання, проте також можна звернути увагу на програмні рішення. Існують наступні групи VPN, що розрізняються за способом технічної реалізації [1-4]:

- VPN на базі брандмауерів;
- VPN на базі маршрутизаторів;
- VPN на базі програмного забезпечення;
- VPN на базі апаратних засобів;
- VPN на базі мережевої операційної системи.

Також, безпека інформаційних мереж має три методи: тунелювання; аутентифікація; шифрування.

Для технологій безпечної передачі даних по загальнодоступній (незахищеній) мережі застосовують узагальнену назву — захищений канал. Термін «канал» підкреслює той факт, що захист даних забезпечується між двома вузлами мережі (хостами або шлюзами) уздовж деякого віртуального шляху, прокладеного в мережі з комутацією пакетів.

Захищений канал можна побудувати за допомогою системних засобів, реалізованих на різних рівнях моделі взаємодії відкритих систем OSI.

За ознакою «робочий рівень моделі OSI» розрізняють наступні групи: VPN каналного рівня; VPN мережевого рівня; VPN сеансового рівня [4].

Протоколи каналного рівня [4].

PPTP. Протокол тунелювання точка-точка (Point-to-Point Tunneling Protocol) — це протокол, винайдений Microsoft для організації VPN через мережі комп'ютерного доступу. PPTP є стандартним протоколом для побудови VPN вже протягом багатьох років. Метод інкапсуляції PPTP заснований на іншому інтернет-стандарті, званому Протокол універсальної інкапсуляції маршрутизації (GRE), який можна використовувати для тунелювання протоколів через Інтернет. Версія PPTP, відома як GREv2, додає розширення для певних функцій, таких як ідентифікатор виклику і швидкість з'єднання.

L2TP (Layer 2 Tunneling Protocol) — протокол тунелювання для віртуальних приватних мереж. Являє собою симбіоз протоколу L2F (Layer 2 Forwarding) компанії Cisco і описаного вище PPTP.

L2TP поєднує в собі кращі функції PPTP і L2F і дозволяє використовувати L2TP-підключення, ініційовані клієнтом або віддаленим доступом. Ви можете використовувати L2TP в будь-якій ситуації, коли ви можете використовувати PPTP або L2F.

LT2P / IPsec на даний момент вважається досить безпечним рішенням при використанні таких алгоритмів шифрування, як AES. Однак, оскільки він інкапсулює дані двічі, то працює трохи повільніше реалізацій, що використовують SSL (напр., OpenVPN або SSTP).

MPLS (Multiprotocol label switching) — це технологія комутації по мітках, яка перенаправляє пакети на рівні 2 (зазвичай в мережі постачальника послуг) без необхідності в реалізації маршрутизації рівня 3.

За допомогою технології MPLS в маршрутизуючій IP-мережі фактично створюються «тунелі» для ефективною переадресації пакетів по фіксованому і прогнозованому шляху.

Протоколи мережевого рівня.

IPsec (IP Security) являє собою групу протоколів, що забезпечують конфіденційність даних, що передаються через IP-мережі, шляхом перевірки їх достовірності та цілісності, а також шифрування переданих пакетів. Він захищає весь пакет даних, який створюється на рівні IP, включаючи заголовки більш високого рівня. IPsec працює між двома різними мережами, тому впровадження функцій безпеки легше реалізувати без внесення будь-яких змін в працюючі додатки. Забезпечує безпеку на рівні хоста.

Протоколи транспортного рівня.

SSL (англ. Secure sockets layer — рівень захищених сокетів) — криптографічний протокол, який забезпечує безпечний зв'язок між сервером і клієнтом. Цим протоколом шифрується інтернет-трафік, який неможливо прослухати.

TLS (англ. Transport Layer Security — безпека транспортного рівня) — криптографічний протокол, що забезпечує захищену передачу даних від сервера до клієнта. TLS є нащадком SSL 3.0. В основі роботи лежать симетричне шифрування для конфіденційності, асиметрична криптографія для аутентифікації і коди автентичності повідомлень для збереження їх цілісності.

При розробці і практичній реалізації VPN серверу роботи були розглянуті технології побудови захищених каналів та мереж та вибраний найоптимальніший спосіб реалізації відповідно до наших умов та вимог. В якості протоколу тунелювання був вибраний PPTP, який використовує існуючі відкриті стандарти TCP/IP та дозволяє компаніям можливість взаємодіяти з існуючими мережевими інфраструктурами і не завдавати шкоди власній системі безпеки.

3.ВИСНОВКИ / CONCLUSIONS

Різні компанії та підприємства потребують захисту інформації, тому робота спрямована на розробку та побудову захищеної мережі, використовуючи технології VPN. Розроблено структуру та здійснено програмну реалізацію корпоративної мережі, яка включає в себе основні можливості VPN - захист даних, віддалений доступ для працівників іншої філії, безпечний Інтернет с каналами, відкритими тільки для внутрішніх потреб.

4. ЛІТЕРАТУРА / REFERENCES

- 1 Основні технології VPN [Електронний ресурс] – Режим доступу до журн. <https://learning.oreilly.com/library/view/virtual-private-networks/1565925297/ch02.html>.
- 2 Шифрування і аутентифікація [Електронний ресурс] – Режим доступу до журн. <https://learning.oreilly.com/library/view/virtual-private-networks/1565925297/ch02s02.html>.
- 3 Вступ до VPN-серверів IPsec [Електронний ресурс] – Режим доступу до журн. <https://learning.oreilly.com/library/view/ikev2-ipsec-virtual/9780134426396/ch01.html#ch01lev2sec25>.
- 4 IKEv2: Протокол [Електронний ресурс] – Режим доступу до журн. <https://learning.oreilly.com/library/view/ikev2-ipsec-virtual/9780134426396/ch02.html#ch02>.

CONSTRUCTION OF THE SECURED COMPUTER NETWORK OF THE ENTERPRISE ON THE BASIS OF VPN TECHNOLOGY

Tyukh Oleksandr Vitaliyovych, Hnatushenko Volodymyr Volodymyrovich
department of Information Systems and Technologies
Dnipro University of Technology
xgoist322@gmail.com, Hnatushenko.V.V@nmu.one

Abstract—The analysis of modern VPN technologies which are widely used in the present, methods of their realization and ways of security of information networks by means of VPN channels is presented. Even if this is planned to be done in Cisco Packet Tracer - a network modeling program using conditional equipment, the finished project can be implemented at an existing enterprise. That is, the proposed approach to building a secure corporate network is based on modern technology and is considered a real customer order.

Key words: VPN, information security, corporate network, private network, tunnels, technology, channels, IPsec

TIMER COMPRESSION OF DATE

RUSLAN SKURATOVSKII
department of computer science
National Technical University of Ukraine "KPI"
r.skuratovskii@kpi.ua, ruslcomp@mail.ru

VILEN SAVCHENKO
department of computer science
National Technical University of Ukraine "KPI"
vilyen.s@gmail.com

ALED WILLIAMS
Cardiff University
Cardiff, UK.
williamsae13@cardiff.ac.uk

VOLODYMYR OSADHYY
department of computer science
IT-GRAVITY-VO, Inc.
Orlando, Florida US
vo@it-gravity-vo.com,

Abstract - paper is devoted to a transform-based quantitative data compression technique involving rapid enumeration in a unary-binary time-based numeral system (NS). The symbols comprising the alphabets of human-computer interaction languages (HCIL), which are used in an informational message (IM), are collected in primary code tables, such as the ASCII table. They are placed in the main memory (MM) of a digital computer (DC) with entropy in accordance with their occurrence in the IM. Quantitative compression occurs when basic information units (BUI) are enumerated as digital codes. Repeated encoding through enumeration of a compression code (CC) reduces its size. Compression of large volumes of data (Big Data – BD) is facilitated by iteratively finding differences using multiple MMs.

Keywords: Quantitative compression, unary-binary coding system, main memory of a digital computer, compression code.

1. INTRODUCTION

The digital computer (DC) receives an informational message (IM) which is converted into data/a number in main memory (MM) through a primary code table, such as the ASCII table. Data/numbers can be calculated, which means they have a magnitude (value). Claude Shannon, the forefather of coding theory, provided a definition of information [8,11] and used it to identify

the limits of data compression. In particular, he asserts that when the probability distribution of an information source is known, entropy expresses this reasoning quantitatively. [1, 10] show that this property of magnitude is unique among the constituent parts of a number and does not depend on the choice of the numeral system. ASCII's primary code table in a DC is used as a reference code table. It is placed in 4-bit MM and uses 128 binary numbers to compress/encode the representation (CC) of the symbols in the language used for interaction (HCIL) and computer commands. But this compression is redundant, since it sequentially enumerates the symbols of HCIL's alphabet, not taking into account their actual combination (sequence) in the IM and its size. The ideal case is when the IM is identical to MM. In this case, maximum compression to the size "1" is possible. Improving computer performance and scope required the creation of many derivative code tables (ASCII). An IM may contain the smallest (a bit) and largest (large numbers or Big Data – BD) value. For a compact representation of these entities (indicators), we use the grammar template proposed in [20], which assumes the presence of upper and lower indices. Its interpretation, adapted to our present area of research, is presented in Figure 1.

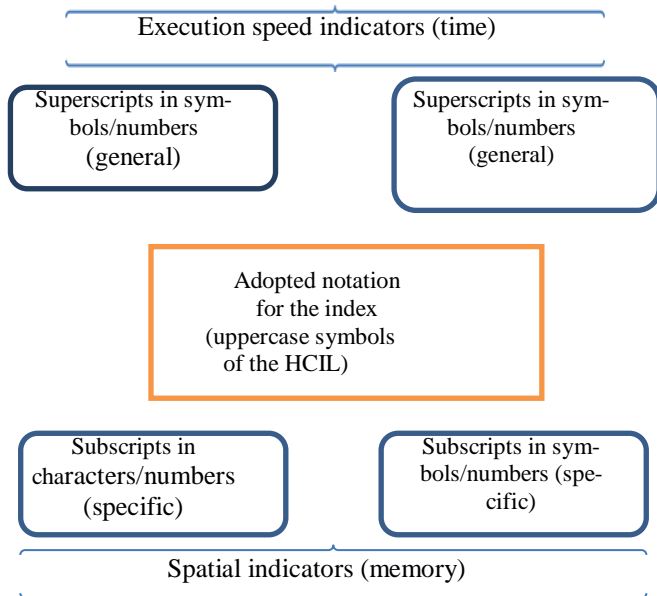


Figure 1. Index representation of the adopted notation for the used indicators, where subscripts and superscripts can be written using mathematical operators.

Using the proposed template, the notation for the mentioned 4-bit MM with the ${}^1\text{ASCII}_{2,4}$ table will be ${}^1\text{MM}_{2,4}$, where in the subscript: 2 is the binary numeral system (NS_2) and 4 is the bit width (MM_4), and in superscript: 1 is the version number of the table and MM. Each compression code in the ASCII table is oversized because the encoding is performed according to the symbol's position in the HCIL's alphabet, and not its occurrence in the IM. This does not account for the occurrence of all combinations of digits in the IM. To reduce the sizes of the primary compression codes (CC) associated with the HCIL, it was proposed to re-encode ASCII. In doing so, an ASCII symbol occurring frequently in the IM is encoded using a number with a smaller size. A symbol that occurs rarely is encoded using a code with a larger size. These quantitative compression methods are considered classic techniques and are named after their first authors (Shannon–Fano) and their followers [8]. But such an approach is algorithmically complex and objectively gives rise to limits on compression (the elimination of repetitions of characters by enumerating them) and generates a multi-digit CCs that are not further compressed [9]. However, there are well-known methods for identifying the size of a number by sequentially enumerating its constituent parts (digits) [14]. They cover all types of symbol combinations and allow the most compact representation of any number. To reveal this method's hidden capabilities, we propose to use a transform-based technique involving timer-based encoding. It is based on a basic "shift" operation implemented using the "1" + "1" operation of binary arithmetic in positional numeral system $\text{NS}_{2,i}$, where $1 \leq i \leq 2^n$. In [10], A. Turing first demonstrated the ability to use it to identify the magnitude of a number. In future research, we will prove that a number's magnitude is the same regardless of its size or the methods and techniques used to determine it. In comparison with classical compression

methods, the main effect of reducing a number's magnitude is achieved by the fact that a number's magnitude is determined by enumerating its constituent parts. An example is the enumeration of 4-bit binary codes in the $\text{ASCII}_{(2,4)}$ table. The magnitude of a number is determined: analytically (using an ASCII table) [6], using hardware (high-speed counters [3, 4, 5], or using software [1]). The final value obtained by enumerating the preceding set of numbers potentially contains the most compact CC for the number's magnitude. For this, it is sufficient to have its notation with an indication of the quantitative enumeration of the preceding numbers. An objective property of an encoding is the time of the compression/decompression of an IM. For a DC with the same parameters, this time should be identical. Accordingly, it can be considered a kind of timestamp (TS) for each IM involved in these processes. These properties of our proposed compression/decompression technique provide the ability to transform numbers of any size and NS.

Knowing the useful properties of a number (radix of the NS, size (number of bits) of occupied MM and IM, they can be transformed to $\text{NS}_{(1-2),i}$, where i is the bit-length of ASCII, and $1 \leq i \leq 2^n$. Then, by structuring the IM using ranges of MM, we identify their magnitude in the IM's CC. Treating the CC as a number, the compression by enumeration repeats. If the bit-length of the final number of the enumeration does not match the MM, then the length of the MM is reduced through bisection, because the IM's *sample size is increased until a multiple of the size is achieved*. Other algorithms are also possible. In this manner, the IM may be compressed to the smallest possible MM size: "1". The only limitation on such compression is the time required to restore the IM. But this is secondary, because we have achieved the most important objective: storing the IM and guaranteeing its recovery. The problem of accelerating calculations in $\text{NS}_{(1-2),i}$ is solved by its ability to be parallelized, but this is beyond the scope of this research.

II. ANALYSIS OF EXISTING APPROACHES

As shown by studies of data compression programs built on classical compression methods [thirteen], their efficiency is already close to the compression limits defined by the classics of coding theory. Using concrete examples, [11,13,14] showed that compression after Shannon–Fano methods and their successors [sic] repeated lossless encoding compresses by several times the magnitude of a number properly corresponding to the CC of the incoming IM, while lossy encoding yields compression by tens of times. The researchers did not address the efficiency of BD compression by these methods, especially when the IM's primary coding has entropy. But based on our preliminary analysis of classical compression methods' capabilities, the achieved compression /decompression ratio of such IMs will not improve.

Theorem. There is a bijective mapping, and for the construction of the mapping, no sequential generation of all preceding texts is necessary for the given text, between the set of binary numbers and the set of timestamps of these numbers.

Indeed, the timestamp of a given binary number a , and hence of the corresponding text, can be obtained from formula

$$t = \frac{N_2(a)}{V}. \quad (2)$$

Where $N_2 a$ is a binary number that corresponds to the code of the given text (the weight of the text for a given symbol generation order); V - speed (frequency) of the generator,

$$|N_2(a)| = Wh_p(T),$$

where $Wh_p(T)$ is the complexity of the generation (weight) of the text T for a certain linear ordering. For a statistically oriented generator with a symbolic order \wp the value of the timestamp is given by

$$t(\mu_0) = \frac{Wh_s(T)}{V}. \quad (3)$$

Knowing the weight of the text, you can divide it into k parts. For each part, calculate the weight and calculate the value of the timestamp $t(\mu_i)$ $1 \leq i \leq k$. Thus, a timestamp system $y = t(\mu_{\Sigma})$ by calculating the sum of the series, rather than generating a list of multiple hyperwords in accordance with the lexicographic ordering obtained \wp .

Elementary random events will be considered symbols of the text that reach values from the alphabet A , and since the product, sum, the composition of random variables remains a random variable, then we consider a random variable

$$T = \prod_{i_j=1}^n \xi_{i_j} = \prod_{j=1}^n a_j.$$

Also we can consider the generated text as a random element - a measurable function that acts with Ω in "Any abstract space." Then "random event ξ " is: $\{\xi \mid \chi(\xi) < \text{Const}\}$.

We denote by L_{out} this is the sum of the lengths of the codes of words (or blocks of words) in the new alphabet, that is $L_{out} = \sum_{i=1}^N l(C(w_i))$. The sum of the lengths

of the text characters in the original alphabet, in the case of block coding not symbolic but will be denoted by

$L_m = \sum_{i=1}^N l(w_i)$, where $l(w_i)$ - is the length of the i -th

block of a text. The formula for the compression index gives the following result

$$k = \frac{\sum_{i=1}^N l(w_i) p_i}{\sum_{i=1}^N l(C(w_i)) p_i} = \frac{N \cdot n \cdot p_i}{N \cdot p_i} = \frac{n}{1} = n.$$

Thus, the compression index of timer coding equals to n .

IV. CONCLUSION

The presented results of the study are sufficient to understand the proposed compression methods. It should only be noted that the possibility of iterative data compression through a continuous algorithm may lead to compressing data to the size of the TS, which can be a single CC. The time required to restore a compressed IM is a secondary objective. It can be accelerated, for example, using parallel high-speed $NS_{(1-2)}$ counters implemented as processors. The main objective of this publication is to study the possibility of compressing information using an alternate (improved) quantitative method based on a transform-based timer-based coding technique.

REFERENCES

1. Osadchyy E.O., Girchenko L.V., Galushtenko, A.M., Skuratovskiy R.V. Timer Conversion of Information in a von Neumann Architecture Computer, Abstracts: International Science School for the Youth "Systems and Tools of Artificial Intelligence" (AISI'2018), - Kiev: Institute of Artificial Intelligence Problems, "Nauka i osvita" [Science and Education]. 2018. pp. 88-91.
2. Russian Federation Patent No. 2128878 MKI6 N 03K 23/00. N-bit Counter / Osadchyy E.A., Osadchyy A.E. Published 10 April 1999. Bulletin No. 10. pg. 16.
3. Ukraine Patent for Utility Model No. u 121740, MIIK G 06 F 15/38 A Device for Converting Codes from One Language to Another / Krak Yu.V., Tereshchenko V.M., Osadchyy E.O., Gorbunov O.A. Published 11 December 2017. Bulletin No. 23. pg. 7.
4. Ukraine Declarative Patent for Utility Model No. 56185 MIIK6 A61 H 3/00, A 62 D 7/00. Inertia Counter / Anisimov A.V., Gritsenko V.I., Osadchyy O.E., Osadchyy V.E., Osadchyy E.O. Published 11 January 2011. Bulletin No. 1. pg. 8.
5. Osadchyy E.O., Osadchyy O.E., Skuratovskiy R.V. / Numerical Patterns and Timed Encoding of Information // Artificial Intelligence. No. 3. 2017. pp. 1-22.
6. Tereshchenko V.M., Osadchyy E.O., Gorbunov O.A. / Transform-Based Technology of Encoding Information in the Background of a von Neumann Architecture Computer // Abstracts: International Science School for the Youth "Systems and Tools of Artificial Intelligence" (AISI'2017). Kiev. 2017. pp. 210-214.
7. Turing A.M. *On Computable Numbers, with an Application to the Entscheidungsproblem. A Correction* // Proceedings of the London Mathematical Society - 1938. Vol. pp. 2-43, Issue 6. pp. 544-546. ISSN 0024-6115. 1460-244X - doi:10.1112/PLMS/S2-43.6.544
8. Shannon C. Works on Information Theory and Cybernetics. Moscow. IL, 1963. pg. 832.
9. Batolin D., Ratushnyak A., Smirnov M., Yukin V. Data Compression Methods. Structure of Compression Software, Image and Video Compression. Moscow. DIALOG-MIFI, 2003. pp. 17-34.
10. Osadchyy E.A. On One Approach to Determining the Efficiency of Formal Data Compression Methods and Their Data Interoperability // Universal Systems and Machines. 1986. No. 5. pp. 100-106.
11. <https://studfiles.net/preview/5368369/page:4/>
12. Osadchyy E.A., Savitskiy A.K. Problems of Indexing Economic Indicators // Issues of Creating an Automated System for Managing the Chemical Industry: Collected Papers, Moscow. NII EKhim, 1980. pp. 20-21.
13. Skuratovskii R.V. The method of fast timer encoding of texts // Cybernetics and System Analysis, 49 (1): 154-161, 2013.
14. Skuratovskii R., Trembovetska O. Application of discrete structures and numerical sequences in block codes // Naukovie Visti KPI, n.6, 68-75, 2014.

AN APPLICATION OF MINIMAL GENERATING SETS OF COMMUTATOR SUBGROUPS OF SYLLOW P-SUBGROUPS AND MILLER-MORENO GROUPS TO KEY ESTABLISHMENT PROTOCOL

1st Ruslan Skuratovskii,

department of computer science

Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, National Technical University of Ukraine, Peremogy 37, 03056 Kiev, *Ukraine*

r.skuratovskii@kpi.ua, rslcomp@mail.ru (ORCID: 0000-0002-5692-6123)

2nd Aled Williams

Cardiff University

line 3:Cardiff, UK.

williamsae13@cardiff.ac.uk

3rd Volodymyr Osadhyy

department of computer science

IT-GRAVITY-VO, Inc., Orlando, Florida US

vo@it-gravity-vo.com

Abstract — *The results of Ko K., Lee S., are improved and generalized on base of metacyclic p -group G of type Miller-Moreno (minimal non-abelian group). We show that the decomposition problem in this group is intractable. The conjugacy search problem in a group G is the problem of recovering an $x \in G$ from given $g \in G$ and $h = x^{-1}gx$. We show that the conjugacy problem in this group is intractable. The algorithm of generating (designing) of common key in a non-commutative group with 2 mutually commuting subgroups has been constructed by us.*

Keywords — *CDH and CSP problem, non-commutative cryptography, Millera Moreno group, subdirect product, generalization of CDH problem.*

1. INTRODUCTION

We propose an effective method persistent to the attack of a man in the middle by solving the decomposition problem [8] of key exchange protocol which is based on non-commutative group G . It can be used for the formation of subject access requests. The results of Ko K., Lee S., are improved and generalized [1-3]. We construct a cryptographic primitives, methods and protocol are based on algebraic structures like semigroups, groups. In these protocols it would be assumed that G is a non-abelian group. If w and a are elements of G the notation w^a would indicate the element $a^{-1}wa$. A. Misnikov and P. Schupp [15] complicated this design by using extensions of the base groups. Vladimir Shpilrain and Alexander Ushakov analyzed all kinds of attacks [8] on this protocol. The public key cryptographic schemes based on the new systems are established. One of them is most notable due to Anshel and Goldfeld [9], and another due to Ko Lee etc. We know that if CSP problem is tractable in a group G then problem of finding w^{ab} by given w , $w^a = a^{-1}wa$, $w^b = b^{-1}wb$ is also tractable for arbitrary fixed $w \in G$ such that is not from center of G , where w^{ab} is the common key that Alice and Bob have to generate. All main analytical and constructive results belong to R. V. Skuratovskii.

It is well known that in cryptography the large the **key space** the stronger the ability the stronger ability to resist brute force attacks. Therefore, **one of our goal** is to find a group based on which the system will have the

most key space, with a fixed group order. The goal of this investigation is effective method of key exchange which based on non-commutative group G . We consider non-commutative generalization of CDH problem [1,2] on base of metacyclic group G of Miller-Moreno type (minimal non-abelian group). We show that conjugacy problem in this group is intractable. Effectivity of computation is provided due to using groups of residues by modulo n . The algorithm of generating (designing) common key in non-commutative group with 2 mutually commuting subgroups is constructed by us.

2. THE PROPERTIES OF BASE GROUPS AND OTHER MATERIALS

We need to have an effective algorithm for computation of conjugated elements, if we want to design a key exchange algorithm based on non-commutative DH problem [3]. Due to the relation in metacyclic group, which define the homomorphism $\varphi: \langle b \rangle \rightarrow \text{Aut}(\langle a \rangle)$ to the automorphism group of the $A = \langle a \rangle$, we obtain a formula for finding a conjugated element. Using this formula, we can efficiently calculate the conjugated to a^i element by using the raising to the $1 + p^{(m-1)}$ -th power by modulo p^m , where $m > 1$.

We show that no efficient algorithm exists that can distinguish between the two probability distributions of (w^x, w^y, w^{xy}) and (w^g, w^h, w^{gh}) . Also no efficient algorithm exists to recover w^{xh} from w , w^x and w^y . For an effective computation in G this group has to satisfy to the following conditions: G allow efficient coding, existing of an effective algorithm for checking the equality of the elements of the group.

We show that no efficient algorithm exists that can distinguish between the two probability distributions of (w^x, w^y, w^{xy}) and (w^g, w^h, w^{gh}) . Also no efficient algorithm exists to recover w^{xh} from w , w^x and w^y .

For an effective computation in G this group has to satisfy to the following conditions:

1. Elements of G allow efficient coding and can be effectively multiplied.
2. There must be an effective algorithm for checking the equality of the elements of the group.

Metacyclic Miller-Moreno p -group has the representation

$$G = \langle a, b \mid a^{p^m} = e, b^{p^n} = e, b^{-1}ab = a^{1+p^{m-1}}, m \geq 2, n \geq 1 \rangle,$$

where p is prime.

For designing a key exchange algorithm based on non-commutative DH problem [3] it has to be an effective algorithm for the computation of conjugated elements. Due to the relation in metacyclic group, which define the homomorphism $\varphi: \langle b \rangle \rightarrow \text{Aut}(\langle a \rangle)$ to the automorphism group of $A = \langle a \rangle$, we obtain a formula for finding a conjugated element. This formula gives us possibility to efficiently calculate the conjugated to a element by using the raising to the $(1 + p^{m-1})$ -th power, where $m > 1$. Also due to cyclic structure of groups $A = \langle a \rangle$ and $B = \langle b \rangle$ in this group G exists effectively method for checking of equality of elements.

3. THE SIZE OF CONJUGACY CLASS

We need to have an effective algorithm for computation of conjugated elements, if we want to design a key exchange algorithm based on non-commutative DH problem [3]. Due to the relation in metacyclic group, which define the homomorphism $\varphi: \langle b \rangle \rightarrow \text{Aut}(\langle a \rangle)$ to the automorphism group of the $A = \langle a \rangle$, we obtain a formula for finding a conjugated element. Using this formula, we can efficiently calculate the conjugated to a^i element by using the raising to the $1 + p^{(m-1)}$ -th power by modulo p^m , where $m > 1$.

There is an effective method of checking the equality of elements due to cyclic structure of subgroups $A = \langle a \rangle$ and $B = \langle b \rangle$ in this group G .

We have an effective method of checking the equality of elements in the additive group Z_n because of reducing by finite modulo n .

To problem of DL or equivalent problem of conjugacy in a non-commutative group G be NP-hard it has to be enough long orbit of the given base element $w \in G$.

Let elements of G acts by conjugation on $w \in G$, where $w \notin Z(G)$.

4. PROOF OF NP-HARDNESS OF THE CONJUGACY PROBLEM IN G

We need to have an effective algorithm for computation of conjugated elements, if we want to design a key exchange algorithm based on non-commutative DH problem [3]. Due to the relation in metacyclic group, which define the homomorphism $\varphi: \langle b \rangle \rightarrow \text{Aut}(\langle a \rangle)$ to the auto-

morphism group of the $A = \langle a \rangle$, we obtain a formula for finding a conjugated element. Using this formula, we can efficiently calculate the conjugated to a^i element by using the raising to the $1 + p^{(m-1)}$ -th power by modulo p^m , where $m > 1$.

There is effective method of checking the equality of elements due to cyclic structure of subgroups $A = \langle a \rangle$ and $B = \langle b \rangle$ in this group G .

We have an effective method of checking the equality of elements in the additive group Z_n because of reducing by finite modulo n .

To problem of DL or equivalently problem of conjugacy in non-commutative group G be NP-hard it has to be enough long orbit of the given base element $w \in G$.

Let elements of G acts by conjugation on $w \in G$, where $w \notin Z(G)$.

Let the elements of G act by conjugation on $w \in G$, where $w \notin Z(G)$. For the problem of DL, or the

equivalent problem of conjugacy in non-commutative group G to be NP-hard, the orbit of the given base element $w \in G$ must be long enough if we want to have stability of DL problem, or the equivalent problem of conjugacy in non-commutative group G to be like NP-hard.

Theorem 1. The length of conjugacy class of non central element w of G is equal to p .

5. KEY ESTABLISHMENT PROTOCOL

Let S_1, S_2 denote subsets from G consisting of mutually commutative elements. We consider subgroups $H_1 = \langle S_1 \rangle$ and $H_2 = \langle S_2 \rangle$. Due to mutually commutative generating sets, these subgroups are mutually commutative too.

Consider base steps of protocol

Input: Elements w, w^x and w^y .

Alice chooses a random element x from the subgroup H_1 and computes w^x . She then sends it to Bob.

Bob choose random element y from the subgroup H_2 and computes w^y . He then sends it to Alice.

Bob computes $(w^x)^y = w^{xy}$ and Alice computes

$(w^y)^x = w^{yx}$. Taking into consideration that H_1 and H_2 are mutually commutative groups, we obtain that $xy = yx$.

Therefore, we have $w^{xy} = w^{yx}$. Thus, the common key [6] w^{xy} was successfully generated.

Note that It is not sufficient to solve an apparently easier problem of finding elements $u, v \in G$ such that $uvw = x^{-1}wx = h$ or another words solve decomposition problem [8] in this group. After, apply it for man in the middle attack during key exchange steps. But such groups are not divisible, therefore, equation $uvw = h$ is not solvable in polynomial time [5, 7, 13] in G .

6. COMPLEXITY OF CSP PROBLEM IN THE METACYCLIC GROUP

But if an analytic will use for cryptanalysis solving of conjugacy search problem the method of reduction to solving of decomposition problem [8] then it leads us to solving of discrete logarithm problem in the group that have structure of a semidirect product of multiplicative group Z_{p^n} and Z_{p^m} . Due to the properties of a semidirect product the solution to this problem reduces to solving the discrete logarithm problem in the automorphism group $\text{Aut}(Z_{p^m}) \cong Z_{p^m}^*$, where $Z_{p^m}^*$ is the multiplicative group of group Z_{p^m} . This problem is NP-hard even in the group for enough big p or for essentially big m .

If one try to solve conjugacy search problem in G using the method of Barrett [9, 10] then complexity of the complexity of solving this problem by enumerating options for conjugating (mating) elements is $O(2p \log_2(p^{m-1} + 1)m \log_2^2 p)$. Indeed, one conjugation of a calculated as $b^{-1}ab = a^{1+p^{m-1}}$. To compute the power $a^{1+p^{m-1}}$ modulo p^m the method of Barrett uses $2 \log_2(p^{m-1} + 1)$ multiplications. Also the complexity of one such multiplication by modulo p^m is $\log_2^2 p^m = m \log_2^2 p$. Thus, condition 2) is satisfied. Since the length of the orbit under the action of conjugation of the active group as proved in Theorem 1 is equal to p . Since the number of all possible pairs keys of private keys is p^{n+m-1} .

7. CONCLUSIONS

We can chose mutually commutative H_1, H_2 as a commutative subgroups of $Z(G)$. As outlined above x, y as components of key a chosen from H_1, H_2 . According to [4] we have $Z(G) = p^{n+m-2}$ so size of key-space is $O(p^{n+m-2})$. Note that size of key-space can be chosen as some arbitrary large number through the choice of parameters p, n, m .

8. REFERENCES

1. Gu, L., Wang, L., Ota, K., Dong, M., Cao Z. and Yang, Y.: New public key cryptosystems based on non-abelian factorization problems, Secur. Commun. Netw. 6 (7), pp. 912–922 (2013).
2. Bohli, J.-M., Glas B., and Steinwandt, R.: Towards provable secure group key agreement building on group theory, Cryptology ePrint Archive: Report 2006/079, (2006).
3. L. Gu and S. Zheng.: Conjugacy systems based on nonabelian factorization problems and their applications cryptography, J. Appl. Math. 6 pp. 1–10. (2014). Article ID 630607.
4. Raievska, I., Raievska, M. Sysak, Y. P.: Finite local nearrings with split metacyclic additive group. Algebra Discrete Math., 22 (1), pp. 129–152. (2016). F.: Contribution title. In: 9th International Proceedings on Proceedings, pp. 1–2. Publisher, Location (2010).
5. Miller, G. A.: Groups which contain an abelian subgroup of prime index. In: Biographical memoirs. National academy of sciences. pp. 21–32. (1936).
6. Skuratovskii, R. V.: Employment of Minimal Generating Sets and Structure of Sylow 2-Subgroups Alternating Groups in Block Ciphers. Advances in Computer Communication and Computational Sciences, Springer, pp. 351–364 (2019).
7. Otmani, A. Tillich, J. P. Dallot, L.: Cryptanalysis of two McEliece cryptosystems based on quasi-cyclic codes, Math.Comput.Sci.3, pp. 129–140 (2010).
8. Vladimir Shpilrain And Alexander Ushakov.: The conjugacy search problem in public key cryptography: unnecessary and insufficient. 22 (17), pp. 285–289. (2006).
9. Barrett, P. Implementing the Rivest Shamir and Adleman Public Key Encryption Algorithm on a Standard Digital Signal Processor. Advances in Cryptology — CRYPTO'86. Lecture Notes in Computer Science 263, pp. 311–323 (1986).
10. Hasenplaugh, W., Gaubatz, G., Gopal, V.: Fast Modular Reduction. 18th IEEE Symposium on Computer Arithmetic (ARITH'07). pp. 225–229. (2007).
11. Skuratovskii, R. V.: Involution irreducible generating sets and structure of sylow 2-subgroups of alternating groups. ROMAI J., 13 (1), pp. 117-139 (2017).
12. Skuratovskii, R.: Corepresentation of a Sylow p -subgroup of a group S_n . Cybernetics and systems analysis, 1, pp. 27–41 (2009)
13. Skuratovskii, R.: The Derived Subgroups of Sylow 2-Subgroups of the Alternating Group and Commutator Width of Wreath Product of Groups. Mathematics, Basel, Switzerland, № 8(4), pp. 1–19 (2020).
14. Ward, D.: Special p -groups: Homology Groups, Pi-product Graphs, Wreath Products. Manchester Institute for Mathematical Sciences School of Mathematics. July (2015).
15. Alexei Miasnikov and Paul Schupp. Computational complexity and the conjugacy problem. Computability 6(4), pp. 307-318 (2017).

АНАЛІЗ СТРУКТУР КІБЕРВІЙСЬК ДЕРЖАВ СВІТУ

Чевардін В.Є., Мазулевський О.Є., Пономарьов О.А.

Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут
vladyslav.chevardin@gmail.com, docent78@i.ua, vitinfbz@ukr.net

Анотація – З розширенням кількості інформаційних послуг, поширенням Інтернету речей (IoT), створенням систем управління та підтримки прийняття рішень із елементами штучного інтелекту кіберпростір поширюється і більше проникає в усі сфери життєдіяльності людини. Це призвело до розбудови систем кіберзахисту об'єктів критичної інфраструктури. В ході досліджень проаналізовано структури "кіберкомандувань" таких країн, як Сполучені Штати Америки, Федеративної Республіки Німеччини, Французької Республіки, Сполученого Королівства, Російської Федерації. З проведеного порівняльного аналізу потенційних можливостей, фінансування та чисельності кібервійськ розвинутих країн видно найбільш потужні країни в сфері кіберзахисту, це Китай та Сполучені Штати. Однак, якщо взяти до уваги створення Європейської колективної системи кібербезпеки, до якої входить 25 країн, то ця система за чисельністю IT-фахівців і їх рівнем, та фінансуванням буде найпотужнішою з усіх сьогодні відомих. З цього можливо зробити висновок, що створення колективних систем протидії кіберзагрозам є перспективним напрямком розвитку потужних систем кіберзахисту та впливу. Створення сучасних колективних систем кібербезпеки реалізується шляхом розміщення на території різних країн центрів реагування на кіберзагрози та сповіщення щодо кіберінцидентів (з програмним та апаратно-програмним забезпеченням), починаючи з периметру мережі, закінчуючи всією IT-інфраструктурою країни. В зв'язку з цим, в провідних країнах були створені кіберкомандування та постійно продовжується нарощування потужностей кібернетичних військ (сил). В ході аналізу запропоновано варіант структури складової забезпечення кіберзахисту інформаційно-телекомунікаційної системи ЗС України, в якому виділено основні функції покладені на сили кіберзахисту Збройних Сил України.

Ключові слова: кібербезпека, кіберкомандування, збройні сили.

Постійний та стрімкий розвиток інформаційних технологій, проникнення інформаційно-телекомунікаційних мереж в усі сфери життєдіяльності суспільства обумовили обумовив нову (віртуальну) площину життя та розвитку суспільства, функціонування органів державної

влади. Ця площина отримала назву кіберпростір. З розширенням кількості інформаційних послуг, збільшенням попиту на здійснення віддаленого доступу до корпоративних мереж, поширенням Інтернету речей (IoT), створенням систем управління та підтримки прийняття рішень із елементами штучного інтелекту кіберпростір поширюється і більше проникає в усі сфери життєдіяльності людини. Це призвело до руху провідних країн в напрямку розбудови систем кіберзахисту об'єктів критичної інфраструктури. Що в теперішній час ще більше актуалізувалося із введенням карантинних обмежень викликаних поширенням COVID-19 і переводом багатьох співробітників на віддалений режим роботи.

На даний час в Україні відбувається інтеграція міжнародних і європейських стандартів та формування нової власної нормативно-правової бази в сфері кіберзахисту, в тому числі і в Збройних Силах України.

В різних країнах сьогодні використовують різні підходи до побудови системи кібербезпеки в збройних силах, що залежить від задач і масштабів їх можливих дій. В доповіді пропонується погляд на підходи до побудови системи кібернетичної безпеки збройних сил провідних країн світу та визначені особливостей підготовки фахівців кібербезпеки.

В ході досліджень проаналізовано структури "кіберкомандувань" таких країн, як Сполучені Штати Америки, Федеративної республіки Німеччини, Республіки Франція, Об'єднаного Королівства Великої Британії, Російської Федерації.

З проведеного порівняльного аналізу потенційних можливостей, фінансування та чисельності кібервійськ розвинутих країн видно найбільш потужні країни в сфері кіберзахисту, це Китай та Сполучені Штати. Однак, якщо взяти до уваги створення Європейської колективної системи кібербезпеки, до якої входить 25 країн, то ця система за чисельністю IT-фахівців і їх рівнем та фінансуванням буде найпотужнішою з усіх сьогодні відомих.

Результати проведеного аналізу дозволяють стверджувати, що створення колективних систем протидії кіберзагрозам є перспективним напрямком розвитку потужних систем кібернетичного впливу.

Створення сучасних колективних систем кібербезпеки реалізується шляхом розміщення на території різних країн центрів реагування на кіберзагрози та сповіщення щодо кіберінцидентів

(програмного та апаратно-програмного забезпечення), починаючи з периметру мережі, закінчуючи всією ІТ-інфраструктурою держави. В зв'язку з цим, в провідних країнах були створені кіберкомандування та постійно продовжується нарощування потужності кібервійськ (сил).

Після проведеного аналізу запропоновано варіант структури складової забезпечення кіберзахисту інформаційно-телекомунікаційної системи Збройних Сил України, в якому виділено основні функції в напрямку кіберзахисту покладені на сили кіберзахисту Збройних Сил України. Основними функціями яких є: управління системою безпеки інформації в ІТС, виявлення та реагування на кіберзагрози та кіберінциденти в ІТС, забезпечення безпеки телекомунікаційних систем, технічного та криптографічного захисту інформації, навчання та тренування персоналу, взаємодія із подібними системами країни та світу.

Література

1. Закон України "Про основні засади забезпечення кібербезпеки України" від 08.07.2018 (Із змінами, внесеними згідно із Законом № 2469-VIII від 21.06.2018, ВВР, 2018, № 31, ст. 241.).
2. Данніков О.В., Січкаренко К.О. Концептуальні засади цифровізації економіки України / Економіка та управління національним господарством // Випуск 17. - 2018. С. 73-79.
3. Kupryianovskiy V.P. Roznychnaia torhovlia v tsyfrovoy ekonomyke [Sails in digital economy] // International Journal of Open Information Technologies, № 4. - 2016. С. 71-78.
4. Communication from the Commission of 12 December 2006 on a European Programme for Critical Infrastructure Protection [COM(2006) 786 final – Official Journal p. 126 of 7.6.2007].
5. Рішення Ради національної безпеки і оборони України від 29 грудня 2016 року «Про удосконалення заходів забезпечення захисту об'єктів критичної інфраструктури», введеного в дію Указом Президента України від 16 січня 2017 року № 8.
6. Рішення Ради національної безпеки і оборони України від 16 лютого 2017 року «Про невідкладні заходи з нейтралізації загроз енергетичній безпеці України та посилення захисту критичної інфраструктури», Введено в дію Указом Президента України від 16 лютого 2017 року № 37/2017.
7. «Загрози критичній інфраструктурі та їх вплив на стан національної безпеки (моніторинг реалізації Стратегії національної безпеки)». Аналітична записка Національного інституту стратегічних досліджень. Березень 2017 р.
8. World Politics, Security and International Law in Cyber Space. Australian Centre for Cyber Security. UNSW, Canberra. <http://www.unsw.adfa.edu.au>
9. Heinbockel W.J. Supply Chain Attacks and Resiliency Mitigations. Guidance for System Security Engineers / Heinbockel W.J., Laderman E.R., Serrao G.J. // Mitre technical report – October 2017 <http://www.mitre.org/sites/default/files/publications/pr-18-0854-supply-chain-cyber-resiliency-mitigations.pdf>
10. Achieve and Maintain Cyberspace Superiority. Command Vision for US Cyber Command. <https://www.cybercom.mil/Portals/56/Documents/USCYBERCOM%20Vision%20April%202018.pdf?ver=2018-06-14-152556-010>
11. Веб-ресурс: <https://sprotyv.info/analitica/hakerom-ty-mozhesh-i-ne-byt-no-kibervoinom-objazan?highlight=Zecurion%20Analytics>

STRUCTURE ANALYSIS OF CYBERCOMANDS COUNTRIES OF THE WORLD

With the expansion of information services, the expansion of the Internet of Things (IoT), the creation of management and decision support systems with elements of artificial intelligence, cyberspace is expanding and penetrating more and more areas of human activity. This led to the development of cyber defense systems for critical infrastructure. In the structures research of "cybercommand" of such countries as the United States of America, the Federal Republic of Germany, the French Republic, the United Kingdom, and the Russian Federation were analyzed. The comparative analysis of the potentials, funding, and numbers of cyberwarfare developed countries shows that the most powerful countries in the field of cyber defense are China and the United States. However, given the creation of a 25-nation European Collective Cyber Security System, this system is the most powerful of all known to date in terms of the number of IT professionals and their level and funding. From this it is possible to conclude that the creation of collective systems for counteraction to cyber threats is a promising direction for the development of powerful cyber defense systems and influence. Creation of modern collective cybersecurity systems is realized through the establishment of cyber-threat response centers and cyber-incident alerts (with software and hardware) on the territory of different countries, starting from the perimeter of the network, ending with the entire IT infrastructure of the country. In this regard, cyber commands have been established in the leading countries and the capacity of the cyber forces (troops) is continuing to increase. In the report propose a variant of the structure of the cyber defense component of the information and telecommunication system of the Ukrainian Armed Forces, which outlined the main functions assigned to the cyber defense forces of the Ukrainian Armed Forces.

Key words: cyber security, cybercom, armed forces.

МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ПРОПУСКНОЇ СПРОМОЖНОСТІ В ЗАКРИТИХ КАНАЛАХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

Бараннік Д.В., Бараннік Н.В., Хименко В.В., Твердохлеб В.В., Згоднік В.С.

Кафедра бойового забезпечення та експлуатації АСУ

Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба

d.v.barannik@gmail.com

Анотація - Актуальність роботи підтверджується необхідністю пошуку нових технологій з питань підвищенні якості надання відеоінформаційних послуг для інфокомунікаційних систем з високою роздільною здатністю при виконанні відомчих умов по закриттю відеоданих.

Ключові слова: відеоконференцв'язок (ВКЗ), дискретно косинус перетворення, завадостійкість, закриті канали передачі даних, пропускна спроможність, достовірність, конфіденційність, пікове відношення сигнал/шум (ПВСШ).

1. ВСТУП

На даний момент активно використовуються безпілотні літальні апарати у різних сферах діяльності. Що ж, у військовій справі БПЛА можна використовувати для передачі важливої розвідувальної відеоінформації

Але є проблеми, які можуть виникнути під час передачі інформації з БПЛА на ПУ, які пов'язані з відсутністю завадостійкості та захищеності, тобто даним дроном можуть користуватися як і свої війська, так і ворожі та використовувати розвід. інформацію проти нас. Ну й звісно інформацію, яку передає цей літальний пристрій, можна з легкістю перехопити. Згідно стратегічного оборонного бюлетеня та указу президента України оперативно-тактичні вимоги до безпілотних авіаційних комплексів оперативного, оперативнотактичного та стратегічного класів передбачають, що обмін розвідувальною інформацією між БПЛА і ПУ має здійснюватися по захищеним каналам зв'язку. Тому я пропоную розглянути селективний метод, що забезпечує передачу інформації по закритим каналам[1].

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Селективний метод, заснований на закритті І-кадру, відноситься до варіанту міжкадрової селекції. Міжкадрова селекція знаходиться на рівні структури потоку відеокадрів, де закриття підлягає не всьому відеоряду, а певній кількості кадрів. В такому методі закриття основним недоліком є збільшення інтенсивності (зниження пропускної спроможності відеоданих до 70%)[2]. Тому для підвищення пропускної спроможності пропонується додатково розглядати метод, заснований на закритті відеопотоку на базі внутрішньокадрової селекції.

Під поняттям внутрішньокадрової селекції мається на увазі закриття не тільки відеокадру, а

тільки значущих його складових.

Під значущою складовою розуміється така складова відеокадру, яка несе в собі найбільш семантичну і структурну інформативність. Оскільки найбільш повну інформацію несе складова яскравості відеокадру, то значимі структурні одиниці пропонується виявляти на базі яскравості компоненту. Тому прийняття рішення щодо закриття структурної одиниці пропонується здійснювати за результатами аналізу інформаційної складової сукупності блоків складової яскравості.

Для визначення блоків з вираженими ступінчастими перепадами яскравості пропонується використовувати інформацію, що міститься в сукупності низькочастотних компонентів. Таку інформацію пропонується оцінювати за допомогою показника сумарних значень $S(UH)\varphi$ низькочастотних компонент, які знаходяться в перших 4-х діагоналях (φ) . Показник $S(UH)\varphi$ розраховується за такою формулою:

(1)

де $S(UH)\varphi$ - показник, який визначає сумарне значення низькочастотних компонент ДКП блоку яскравості;

- значення компоненти трансформанти

λ_n - кількість діагоналей з низькочастотними компонентами;

u - індекс елемента всередині α_n діагоналі;

α_n - індекс низькочастотної λ_n діагоналі;

l

- довжина низькочастотної α_n діагоналі.

Таким чином, розроблена система показників для виявлення найбільш значущих блоків складової яскравості відеокадру за ступенем семантичної і структурної насиченості на основі оцінки інформації, що міститься в сумарних значень низькочастотних компонент трансформанти ДКП[3].

Розроблений метод дозволяє виявляти (селекціонувати) значущі структурні одиниці базового відеокадру на основі оцінки показника по сукупності значень низькочастотних компонент блоку G_6 складової яскравості з граничними значеннями. В результаті роботи такого методу

відбувається виявлення ділянок зображення базового відеокадру, які мають виражені структурними переходами, текстурними і перепадами яскравості.

Таким чином, розроблена методологічна база для визначення енергетичної значущості структурної одиниці базового відеокадру, що базується на системі правил для оцінки структурної та семантичної насиченості блоків G_6 складової яскравості. Тут враховується значення показника за сукупністю низькочастотних компонентів трансформанти ДКП блоку складової яскравості. Це дозволяє здійснювати оцінку блоків G_6 і макроблоків складової яскравості відеокадру по низькочастотним компонентам трансформанти ДКП для виявлення ділянок зображення, які мають виражені структурні переходи, текстурні перепади яскравості.

Оцінка пропускної здатності закритого відеоканалу у відомчій відеоінформаційній системі:

$$C_{\text{cos}} = f(t_{\text{тр.д.}}, C_{\text{cos}}) \quad (2)$$

Тут - функціонал, що дозволяє визначити ту частину інтенсивності прихованих кодованих відеоданих при використанні методу на основі селекції всіх структурних одиниць, які задовольняють відомчим вимогам по обробці і передачі[6].

Вперше розроблено технологію формування бітового коду в селективному методі шифрування відеоінформаційного ресурсу з урахуванням енергетично значущих структурних одиниць базового відеокадру. Відмінною особливістю цієї технології від стандартної є те, що при формуванні бітового потоку для приховування відеоінформаційного ресурсу вводиться рівень структурних одиниць в базовому відеокадрі. З них виділяються значущі структурні одиниці за ступенем семантичної і структурної інформативності. Вони впливають на подальше формування Р і В-кадрів[4].

3. ВИСНОВКИ

В даній роботі запропоновано створення методу формування бітового потоку для приховування відеоінформаційного ресурсу, що дає змогу вводити рівень структурних одиниць в базовий відеокадр. З них виділяються значущі структурні одиниці за ступенем семантичної і структурної інформативності. Вони впливають на подальше формування Р і В-кадрів. Застосування такої технології дозволяє приховувати значні структурні одиниці базового відеокадру за допомогою впровадження маркера ознаки закриття в кодову конструкцію відеопотоку[5].

4. ЛІТЕРАТУРА / REFERENCES

1. V. Barannik, N. Kharchenko, V. Tverdokhleba and O. Kulitsa, "The issue of timely delivery of video traffic with controlled loss of quality", in Modern Problems of Radio Engineering,

Telecommunications and Computer Science, Slavske, 2016, pp. 902-904. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET.2016.7452220>.

2. Barannik V. A Steganographic Method Based On The Modification Of Regions Of The Image With Different Saturation/ V. Barannik, A. Lekakh, A. Bekirov, D. Barannik / Proceedings of 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (S5). – 2018. – p. 81-85.

3. Barannik V. The method of video streams processing for information technologies of aero monitoring. / V. Barannik, A. Musienko, Yu. Ryabukha, O. Suprun, A. Slobodyanyuk / 14th International Conference [IEEE Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)], 2018. – P.233 – 236.

4. Ватолін Д. П. Методи стиснення даних / Д. П. Ватолін, А. О. Ратушняк, М. М. Смирнов, В. А. Юкін – М.: ДІАЛОГ – МІФІ, 2002. – С. 384.

5. Баранник В.В. Кодування трансформованих зображень в інформаційно-комунікаційних системах / В.В. Баранник, В.П. Поляков – Х.: ХНУПС, 2010. – 212 с.

METHOD OF INCREASING CAPACITY IN CLOSED CHANNELS OF TELECOMMUNICATION SYSTEMS

D. Barannik, N. Barannik, V. Himenko, V. Tverdokhleba, V. Zgodnik

Department of combat support and operation of ACS
Kharkiv National Air Force University named after Ivan Kozhedub d.v.barannik@gmail.com

Abstract — The urgency of the work is confirmed by the need to search for new technologies to improve the quality of video information service provision for high resolution infrared systems when fulfilling the departmental conditions for video data closure.

Keywords: videoconferencing (VCL), discrete transformation cosine, noise immunity, closed data channels, bandwidth, reliability, confidentiality, peak signal-to-noise ratio (PSNR).

THE ORDER OF EDWARDS AND MONTGOMERY CURVES

RUSLAN SKURATOVSKII
 department of computer science
 National Technical University of Ukraine "KPI"
r.skuratovskii@kpi.ua, ruslcomp@mail.ru

VILEN SAVCHENKO
 department of computer science
 National Technical University of Ukraine "KPI"
vilyen.s@gmail.com

ALED WILLIAMS
 Cardiff University
 Cardiff, UK.
williamsae13@cardiff.ac.uk

VOLODYMYR OSADHYY
 department of computer science
 IT-GRAVITY-VO, Inc.
 Orlando, Florida US
vo@it-gravity-vo.com,

Abstract - The Elliptic Curve Digital Signature Algorithm (ECDSA) is the elliptic curve analogue of the Digital Signature Algorithm (DSA) [2]. It is well known that the problem of discrete logarithm is NP-hard on group on elliptic curve (EC) [5]. The orders of groups of an algebraic affine and projective curves of Edwards [3, 9] over the finite field F_{p^n} is studied by us. It should be

noted that this method can be applied to the order of elliptic curves due to the birational equivalence between elliptic curves and Edwards curves.

The method we have proposed has much less complexity $O(p \log_2^2 p)$ at not large values p in comparison with the best Schoofbasic algorithm with complexity $O(\log_2^8 p^n)$ as well as a variant of the Schoof algorithm that uses fast arithmetic, which has complexity $O(\log_2^4 p^n)$, but works only for Elkis or Atkin primes.

Key-Words: finitefield, ellipticcurve, Edwardscurve, algorithmforordercountingofanellipticcurve.

1. INTRODUCTION

The method of finding the order of an algebraic curve over a finite field F_{p^n} are related with constructing of curves of given order. To construct cryptosystem based on elliptic curve we need to analyze the order of a group of elliptic curve points. Our method gives an approach to construct Edwards curves of determined order that is very important in cryptography. It was accepted in 1999 as an ANSI standard and in 2000 as IEEE and NIST standards. The Elliptic Curve Digital Signature Algorithm (ECDSA) is the elliptic curve analogue of

the Digital Signature Algorithm (DSA) [2]. We construct a new method for counting the order of an Edwards curve $E_d[F_q]$ over a finite field F_q .

2. MAIN RESULT

We will now strengthen an existing result given in [9,10]. We recall that the twisted Edwards curve with coefficients $a, d \in F_p^*$, $d \neq 1$, $p \neq 2$, $a \neq d$, is the curve

$$E_{a,d} : ax^2 + y^2 = 1 + dx^2y^2, \quad a, d \in F_p^*, \quad ad(a-d) \neq 0,$$

We denote the number of points with a neutral element of an affine Edwards curve over the finite field F_p by $N_{d(p)}$ and the number of points on the projective curve over the same field by $\bar{N}_{d(p)}$.

Theorem 2.1. If $p \equiv 3 \pmod{4}$ is prime and the following condition of supersingularity [17]

$$\sum_{j=0}^{\frac{p-1}{2}} (C_{\frac{p-1}{2}}^j)^2 d^j \equiv 0 \pmod{p}, \quad (1)$$

is true then the orders of the curves $x^2 + y^2 = 1 + dx^2y^2$ and $x^2 + y^2 = 1 + d^{-1}x^2y^2$ over F_p are equal to

$$N_{d(p)} = p+1, \quad \text{when } \left(\frac{d}{p}\right) = -1, \quad \text{and } N_{d(p)} = p-3, \quad \text{when}$$

$$\left(\frac{d}{p}\right) = 1.$$

The order of the curve when the above conditions hold is determined by the following corollary.

Corollary 2.3. If $p \equiv 3 \pmod{4}$, is prime then

$$N_{d|p} = p - 1 - 2 \left(\frac{d}{p} \right) + T, \text{ where } T \text{ is such that}$$

$$T \equiv \sum_{j=0}^{\frac{p-1}{2}} (C_{\frac{p-1}{2}}^j)^2 d^j \pmod{p} \text{ and } T \leq 2\sqrt{p}.$$

Example 2.1. If $p = 13, d = 2$ gives $N_{2|13} = 8$ and

$p = 13, d^{-1} = 7$ gives that the number of points of E_7 is $N_{7|13} = 20$.

To extend our results on elliptic curves we construct birational map to the Montgomery curve. Since the Montgomery curve [7] is isomorphic to the curve in the normal Weierstrass form, we obtain a birational isomorphism with elliptic curve in normal Weierstrass form [5].

Lemma 2.2. There exists birational isomorphism between E_d and E_M , which is determined by corresponding mappings

$$x = \frac{1+u}{1-u} \text{ and } y = \frac{2u}{v}.$$

Corollary 2.4. If $d = 2, n \equiv 1 \pmod{2}$ and $p \equiv 3 \pmod{8}$, then the order of curve E_d and order of the projective curve are the following:

$$N_{d|p^n} = p^n + 1, \bar{N}_{d|p^n} = p^n + 1.$$

The order of projective curve in the general case is investigated if the following theorem.

Theorem 2.4. The order of Edwards curve over F_p is congruent to

$$\begin{aligned} \bar{N}_{d|p} &\equiv (p-1) - 2 \left(\frac{d}{p} \right) + (-1)^{\frac{p+1}{2}} \sum_{j=0}^{\frac{p-1}{2}} (C_{\frac{p-1}{2}}^j)^2 d^j \equiv \\ &\equiv ((-1)^{\frac{p+1}{2}} \sum_{j=0}^{\frac{p-1}{2}} (C_{\frac{p-1}{2}}^j)^2 d^j - 1 - 2 \left(\frac{d}{p} \right)) \pmod{p}. \end{aligned}$$

Theorem 2.6. If $\left(\frac{d}{p} \right) = 1$, then the orders of the curves

E_d and $E_{d^{-1}}$, satisfies to the following relation

$$|E_d| = |E_{d^{-1}}|.$$

Consider E_2 over F_{p^2} , for instance we assume

$p = 3$. We define F_9 as $F_3(\alpha)$, where α is a root of $x^2 + 1 = 0$ over F_3 . Therefore elements of F_9 have form: $a + b\alpha$, where $a, b \in F_3$. So we assume that

$x \in \{\pm(\alpha + 1), \pm(\alpha - 1), \pm\alpha\}$ and check its belonging to E_2 . For instance if $x = \pm(\alpha + 1)$ then

$$x^2 = \alpha^2 + 2\alpha + 1 = 2\alpha - \alpha = -\alpha. \text{ Also in this case } y^2 = \frac{2\alpha - 1}{\alpha - 1} = \frac{(2\alpha - 1)(\alpha + 1)}{(\alpha - 1)(\alpha + 1)} = \frac{(2\alpha - 1)(\alpha + 1)}{(\alpha - 1)(\alpha + 1)} = \frac{\alpha}{-2} = \alpha.$$

Therefore the correspondent second coordinate is $y = \pm(\alpha - 1)$. The similar computations lead us to full the following list of curves points.

Table 2: Points of Edwards curve over square extension.

x	± 1	0	$\pm(\alpha + 1)$	$\pm(\alpha - 1)$
y	0	± 1	$\pm(\alpha - 1)$	$\pm(\alpha + 1)$

The total amount is 12 affine points that confirms Corollary 2.4. and Theorem 2.4. because of

$$p^n - 3 - 2(-p)^{\frac{n}{2}} = 3^2 - 3 - 2(-3) = 12.$$

3. CONCLUSIONS

The new effective algorithm for the elliptic and Edwards curves order curve counting was founded.

The criterion for supersingularity of these curves was additively obtained.

4. REFERENCES

- 1 Daniel J. Bernstein, Peter Birkner, Marc Joye, Tanja Lange, and Christiane Peters. Twisted edwards curves. *Progress in Cryptology -- AFRICACRYPT 2008* (6,5);(6,8);(7,5);, pp. 389--405, Berlin, Heidelberg, 2008.
- 2 Don Johnson, Alfred Menezes, Scott Vanstone. The Elliptic Curve Digital Signature Algorithm. *International Journal of Information Security volume 1*, Springer, 2014, pp. 36--63.
- 3 Harold Edwards. A normal form for elliptic curves. *Bulletin of the American mathematical society*, 44(3):393--422, 2007.
- 4 William Fulton. Algebraic curves. An Introduction to Algebraic Geometry. Addison-Wesley, 3 edition, 2008.L.
- 5 Neal Koblitz. Elliptic curve cryptosystems. *Mathematics of computation*, 48(177):203--209, 1987.
- 6 Rudolf Lidl and Harald Niederreiter. Introduction to Finite Fields and their Applications. Cambridge university press, 1994.
- 7 Peter L Montgomery. Speeding the pollard and elliptic curve methods of factorization. *Mathematics of computation*, 48(177):243--264, 1987.
- 8 René Schoof. Counting points on elliptic curves over finite fields. *Journal de théorie des nombres de Bordeaux*, 7(1):219--254, 1995.
- 9 Ruslan Viacheslavovich Skuratovskii. The order of projective edwards curve over and embedding degree of this curve in finite field. In *Cait 2018*, pp. 75 -- 80, 2018.
- 10 Ruslan Viacheslavovich Skuratovskii. Supersingularity of elliptic curves. *Research in Mathematics and Mechanics*, 31(1):17--26, 2018.
- 11 Ruslan Viacheslavovich Skuratovskii. Employment of minimal generating sets and structure of sylow 2-subgroups alternating groups in block ciphers. In *Advances in Computer Communication and Computational Sciences*, pages 351--364. Springer, 2019.
- 12 Deligne, Pierre. La conjecture de Weil. *Publications Mathematiques de l'IHES*. 1974. Vol. 43. pp. 273-307.IEEE
- 13 R. Skuratovskii, The Derived Subgroups of Sylow 2-Subgroups of the Alternating Group and Commutator Width of Wreath Product of Groups. *Mathematics*, Basel, Switzerland, 2020, № 8(4), pp. 1-19.
- 14 Craig Costello, Benjamin Smith Montgomery curves and their arithmetic. *Journal of Cryptographic Engineering volume 8* no.3,2018, pp. 227--240.
- 15 Andrea Bandini, Laura Paladino. Fields generated by torsion points of elliptic curves 2016 *Journal of Number Theory* 169: pp. 103-133.
- 16 Craig Costello. Computing Supersingular Isogenies on Kummer Surfaces. Springer. *Advances in Cryptology 24 International conference in Theory Cryptography, Part 3.- ASIACRYPT 2018*. pp. 428-440.

NEURAL NETWORK APPLICATION FOR CALCULATING THE SERVICEABILITY OF SHIPBOARD COMPLEX TECHNICAL SYSTEMS

Konovalov Sergii Mykolayovych

Department of Technical Cybernetics and Information Technology named after prof. R.V. Merkt

Odesa National Maritime University

tkkit.konovalovs@onmu.odessa.ua

Yegoshyna Hanna Anatoliyivna

Department of Information Technologies

O.S. Popov Odesa National Academy of Telecommunications

yegoshyna@onat.edu.ua

Voronoy Sergiy Mykhaylovych

Computer Science Department

O.S. Popov Odesa National Academy of Telecommunications

voronoy@onat.edu.ua

Abstract – In this paper, we describe the features of the development of hybrid expert systems for emergency control of complex technical systems. In a concise and clear form, individual examples are shown at one stage or another of the creation of a hybrid expert system. In particular, the general scheme of the work of this hybrid expert system is shown. Then there is a description of the processing of information coming into the system from a complex technical system for diagnosis the technical condition. The following is a more detailed description of the neural network, which has one of the leading roles in the operation of the system. In addition, fuzzy logic is also mentioned. After that, the direct determination of the system's operability is described, and then the forecast of the state of a complex technical system based on its previous indicators. The results show an example of finding operability and forecasting based on an air conditioning system with an indication of errors in the calculations

Keywords: hybrid expert system, complex technical system, emergency control, neural network, fuzzy logic, operability, diagnostics, forecasting

1. INTRODUCTION

The safety of navigation is significantly related to the provision of operational ability, and hence the reliability of the operation of ship complex technical systems (CTS). The variable modes and operating conditions of the CTS often lead to a decrease in the operability of systems, an increase in the likelihood of failure of systems and their elements, as well as to dangers to human life [1, 2].

One way to solve this problem is to use the emergency control system (ECS) of the CTS. ECSs are designed to prevent the occurrence, development of accidents in CTS, and their localization [3, 4].

The most promising ECSs are based on hybrid intellectual systems, a variety of which is a hybrid expert system (HES) [5, 6].

Traditional HES has several disadvantages [7]:

– the difficulty and unnaturalness of the implementation of certain conditions of automation and telemechanics;

– difficulties in conditions of uncertainty, lack of knowledge.

It is possible to reduce the effect of deficiencies in ECS of CTS based on HES using HES, including neural network (NN) and fuzzy logic (FL) [8, 9].

Thus, the development of the ECS CTS method based on HES, one of the main components of which are NN, capable of avoiding difficulties at the creation stage, and at the same time to process information in a high-quality manner, today is a rather urgent task.

2. MAIN PART

A structural scheme of HES based on NN and FL has been developed for ECS CTS. The HES also interacts with a multi-agent control system.

Information from the CTS through the sensors enters the knowledge bases (KB), where it is structured and distributed in the form of operability indicators. NN and FL form an operability assessment system. Based on the operability values of the CTS elements, the overall operability of the CTS is calculated. In the NN, the state of the CTS is forecasted based on the data received in the NN at various time intervals. In the FL block, the technical condition of the CTS is predicted based on the forecast of the data of the NN block taking into account data from the KB and NN blocks according to the results of the analysis of the state of the CTS. HES with the help of the FL unit and the multi-agent control system forms recommendations on the prevention or elimination of accidents for decision-makers.

HES processes the information it receives at regular intervals, in the form of variables from CTS sensors (linguistic and non-linguistic) and variable external factors that affect the value of the error in the system. Also, based on the critical values of these variables, abnormal (emergency) situations occurring in the operation of the CTS can occur.

Separately for linguistic variables and external factors, expert KB is formed based on «if-then» rules,

where, taking into account the values of linguistic and external variables, the value of the general linguistic variable and the error in the calculations are set. The coefficients of estimated operability estimates are selected by experts using the Saati pairwise comparison method.

During the development of the KB HES, critical values are established for each variable, which directly affects the operability of the CTS, taking into account their individual parameters, upon reaching which, the operation mode of the CTS becomes emergency. For each variable, as well as for operability, the value at which the CTS enters emergency mode is set individually [10].

The NN for HES in its general form is a multilayer perceptron, which has several hidden layers and a layer of recurrent neurons. Each layer contains N_d elements, $d = 1, \dots, M$, as well as a recurrence layer R . Elements are indicated $EL_i^d, i = 1, \dots, N_d$. The output layer contains the operability values of the CTS elements, from the values of which the operability of the CTS W is calculated. The inputs receive the values of factors and performance criteria (Fig. 2).

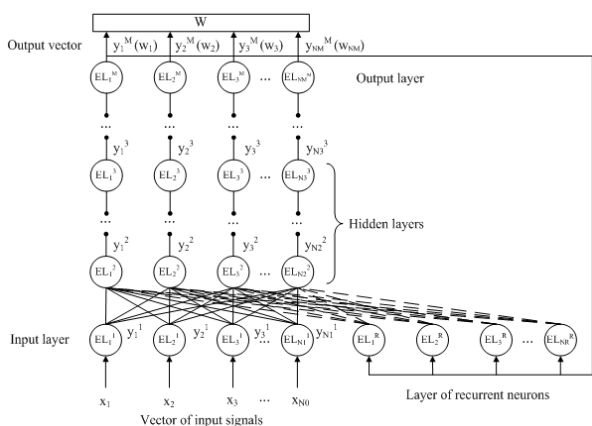


Figure 2. – Scheme of a multilayer recurrent NN

The NN is trained by a method that includes the backpropagation method of error and the recurrent method. The backpropagation method is slower because it requires a larger number of iterations; however, with insufficient data for the recurrent method, it is more convenient to use it.

In the FL block, a fuzzy set of data is shown through the base scale H , as well as the membership function $\mu(x_i), x \in H$, which takes values on the interval $[0..1]$ (1):

$$H = \sum_{i=1}^n \frac{x_i}{\mu(x_i)}, \quad (1)$$

where x_i is the i -th value of the base scale.

The basis for fuzzy conclusions is built through a fuzzy relationship, which determines the relationship of

several subjective concepts (rules) x and y , and is a subset of the Cartesian product $X \times Y$ (2):

$$G = \int_{(x,y) \in (X \times Y)} \mu_G(x, y) / (x, y) \quad (2)$$

A large number of fuzzy relationships are used in the composition of inference rules. The most common of them is the operation of taking a minimum. To organize a logical conclusion, a compositional rule proposed by L. Zadeh [11] is used (3):

$$E = A \circ G, \mu_E(y) = \max_x \min(\mu_A(x), \mu_G(x, y)) \quad (3)$$

The operability of each technical node of the CTS, as well as its various risks, is found, taking into account the parameters of these nodes, and their data types (linguistic and non-linguistic). In this regard, the operability of each technical unit is, given the automated expert KB, in which calculations are made for variables, as well as their analysis. After that, relying on these data, the NN makes the final calculation of the overall operability of the CTS (4):

$$w_m = N(F_{m1}(x_{m11}, \dots, x_{m1n}), \dots, F_{mh}(x_{mh1}, \dots, x_{mhk}), y_{m11}, y_{m12}), \quad (4)$$

where $N(\)$ – is the neural network function; x, y – variable parameters of the CTS technical node; h – the number of functions for a given node; n, k – the number of variables for each function.

The operability weight q_i^w of each element of the system is estimated using the Saati pairwise comparison method based on expert opinions.

When taking into account the criteria, the operability of the CTS element w_i at a time t is generally expressed in the following formula (5):

$$w_i(t) = N(q_i^w, r, \varphi, (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{in}))(t), \quad (5)$$

where $N(\)$ – the neural network function; r – risks of the technical node i ; φ – calculation errors for the technical node i .

In view of (5), the CTS operability W formula at the time point t taking into account all the factors affecting the measurement accuracy is in the general form (6):

$$W(t) = N \left(\begin{matrix} (q_1^w, r, \varphi, (x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1n})) \\ (q_2^w, r, \varphi, (x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2n})) \\ \dots \\ (q_m^w, r, \varphi, (x_{m1}, x_{m2}, \dots, x_{mn})) \end{matrix} \right) (t) = N(w_1, w_2, \dots, w_m)(t), \quad (6)$$

where w_1, w_2, \dots, w_m – the operability of the elements of the CTS; m – the number of CTS elements.

The generalized mathematical model of the CTS is described by the functional dependence between the variable states of the system, the control actions, the

observed parameters of the system and the environment (7) [12]:

$$W(t) = F(X(t), U(t), V(t)), \quad (7)$$

where X – is the vector of the current state of the system model; U – vector of control actions; V – vector of external influences; W – is the vector of the model output signals.

Forecasting of the technical condition of the CTS is carried out by analyzing time series with established time intervals.

The time series system can be written as (8):

$$v(t) = \{v(t_1), v(t_2), \dots, v(t_q)\}, \quad (8)$$

where the parameter t indicates the point in time at which the value of the observed parameters of the CTS is fixed.

The interval between fixing values is equal TI . During each fixing of the values, the operability of the CTS is determined, as well as all previously undetected equipment failures.

For the entire life cycle of the system, L the time frame is calculated (9):

$$L: ((0, TI)(TI, 2 \cdot TI)(2 \cdot TI, 3 \cdot TI) \dots ((T-1) \cdot TI, T \cdot TI)), \quad (9)$$

where $T = \frac{L}{TI}$.

For research, the shipboard CTS was chosen, namely, the air conditioning system operating in the «winter» mode. It consists of: an electric fan, heaters of the 1st and 2nd stages, an air humidifier. The results of the diagnosis of CTS are recorded in Table 1 values of the health of the CTS for some time series $v(t)$.

Table 1 – Values of the operability of the elements of the CTS

Time series $v(t_z)$	Data				
	w_1	w_2	w_3	w_4	W
$v(t_1)$	80	83	67	71	89,8757
$v(t_2)$	81	95	64	72	91,6358
$v(t_3)$	90	87	74	88	91,7097
$v(t_4)$	78	69	84	89	92,2987

In Table 1 operability: w_1 – electric fan; w_2 – air heater of the 1st stage; w_3 – air humidifier; w_4 – air heater of the 2nd stage; W – air conditioning systems.

As a result, the operability system was calculated based on the data forecast: w_1 – 78, w_2 – 69, w_3 – 64, w_4 – 89, W – 87,8616. The average value of the neural network error is small and equal to 1,125. Therefore, the accuracy of the forecast is quite high, which means that the response rate of ECS is also high.

We also check the capabilities of HES by predicting the technical condition of CTS conditioning based on the obtained diagnostic data on its operability using the Anfis editor. The obtained forecast result makes it clear that for given values of operability, the technical condition of the CTS remains at a high level, even with a slight increase. The root-mean-square error of the obtained data is 2.1286, which is not an acceptable result, but at the same time gives an idea of the sufficient efficiency of the obtained NN of HES in the diagnosis and subsequent forecast of the technical condition of CTS.

3. CONCLUSIONS

These theses describe the features of the development of hybrid expert systems for emergency control of complex technical systems. As a result of this, a hybrid expert system in general, and its components in particular, were considered. The principle of operation, structure and features of the system were briefly described. Also, the system was simulated with the results of diagnostics and forecasting. The results obtained, as well as the values of the errors, which turned out to be low, indicate that the resulting system has great success in the future.

4. REFERENCES

- Kołowrocki K., Soszyńska J., Reliability and Safety of Complex Technical Systems an Overall Approach, Journal of KONBiN, № 1 (13). 2010; 255–274.
- Lapkina I., Malaksiano M., Estimation of fluctuations in the performance indicators of equipment that operates under conditions of unstable loading, Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, vol. 1, Issue 3 (91). 2018; 22–29. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2018.123367>
- Lapkina I., Malaksiano M., Elaboration of the equipment replacement terms taking into account deterioration and obsolescence, vol. 3, Issue 3 (93). 2018; 30–39. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2018.133690>
- Carvalho E., Jatobá A., Carvalho P., Requirements Elicitation and Complex Systems Modeling: An Interdisciplinary Approach to Emergency Situations, Modeling and Using Context, vol. 43. 2017.
- Smita S.S., Sushil S., Ali M.S., Fuzzy Expert Systems (FES) for Medical Diagnosis, International Journal of Computer Applications. 2013; 1-11.
- Nourian R., Mousavi S.M., Raissi S., A fuzzy expert system for mitigation of risks and effective control of gas pressure reduction stations with a real application, Journal of loss prevention in the process industries, № 59. 2019; 77–90.
- Shiu S., Liu J., Yeung D., Formal verification of the correctness in hybrid expert systems, First International Conference on Knowledge-Based Intelligent Electronic Systems, 21-23 May 1997. 1997; 419–428.
- Polach P., Valenta J., Jirsik V., Hybrid expert system shell, Proceedings of the 4th European computing conference. 2010; 148–153.
- Hatzilygeroudis I., Prentzas J., Constructing modular hybrid rule bases for expert systems, Artificial Intelligence Tools, vol. 10., № 1-2. 2001; 87–105.
- Kononov S.N., Vychuzhanin V.V., Method for antifault control of complex technical systems, Development of transport, collection of scientific works, Odessa, ONMU, № 1 (1). 2017; 45-59.
- Brasil L.M., de Azevedo F.M., Garcia R., Barreto J.M., A methodology for implementing hybrid expert systems, Conference: Electrotechnical Conference, vol. 2. 1996.
- Vychuzhanin V.V., Diagnostika, kontrol' pri ekspluatatsii i remonte sistem konditsionirovaniya vozdukh na osnove gibridnykh neyro-nechotkikh ekspertnykh sistem. 2010; 100–108.

СИСТЕМА ВІДДАЛЕНОГО СПІЛЬНОГО КЕРУВАННЯ ДРОНОМ

Вороной Сергій Михайлович, Куляк Андрій Анатолійович

Кафедра комп'ютерних наук

Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова

vsm3aic@gmail.com, andrii.kuliak@gmail.com

***Анотація** Розроблено програмний комплекс для системи віддаленого керування безпілотним літальним апаратом (дроном) з можливістю розподіленого керування на базі технології мобільної передачі даних четвертого покоління LTE/LTE-A. Створено прототип дрону з необхідним апаратним забезпеченням для контролю за польотом та зв'язком з керуючою станцією. Проведено його тестування та розроблено рекомендації щодо вдосконалення даної системи.*

Ключові слова: дрон, віддалене керування, розподілене керування, мобільний зв'язок, клієнт-серверна архітектура.

1. ВСТУП

Вже більше десятиліття галузь безпілотних літальних апаратів (БПЛА) розвивається потужними темпами. Створюються нові проекти, дрони починають інтегрування у наше повсякденне життя. Вже зараз можливо побачити службу з доставки пошти до будь-якого місця за допомогою дронів. Ще у грудні 2016 року підрозділ компанії Amazon – Amazon Prime Air провела доставку вантажу до Кембриджу. Зараз крупні логістичні компанії по всьому світу планують введення штату поштових дронів. Дрони можуть бути використані усюди, де неможлива або небезпечна присутність людини – безпечно патрулювання вулиць, обслуговування енергомереж тощо.

Зростаючий попит на БПЛА створює нові пропозиції на ринку дронів – зараз кожен охочий може долучитися до створення власного дрону. Не дивлячись на різноманіття існуючих дронів, набір виглядає дуже просто – власне, сам дрон (корпус, ротори, джерело живлення), та його система керування. Вона складається з контролеру польоту та приймально-передаючої частини – пульта керування, яким маніпулює людина, та приймач, що розташований на дроні. Проблема полягає в тому, що зазвичай пульт дистанційного керування має досить обмежену дальність дії [1]. А це є сильним недоліком, особливо якщо є необхідність керувати дроном на далекій дистанції. Перш за все, це пов'язано з невеликими розмірами та низькою ціною пультів керування, а отже слабким оснащенням цих пультів. По-друге, немає такої можливості як розподілене керування тільки за допомогою звичайного пульта керування.

Дана робота пропонує вирішення цих проблем шляхом розробки апаратно-програмної системи віддаленого керування дроном з використанням мобільного Інтернету та технології LTE/LTE-A, а

також створення можливості керування дроном декількома особами у випадку якщо це підтримується самим дроном. Це може бути корисним у випадку якщо є доступною камера та приводи для керування підвісу. Це дозволить розподілити обов'язки керування та сконцентрувати певну людину тільки на свою частину – керування або зйомка.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Розвиток технологій у галузі БПЛА на даний момент часу є дуже активним та широким. Усі дрони мають певний перелік характеристик, за яким можлива класифікація літальних апаратів, наприклад наявність відеокамери на борті. Базуючись на цьому переліку характеристик можливо провести класифікацію БПЛА. У дослідженні компанії J'son & Partners Consulting [2] було надано детальну класифікацію дронів, серед яких важливою для даної роботи є класифікація за технічними характеристиками, а також за бортовою обробкою даних.

При розробці програмного комплексу системи віддаленого керування дроном, було акцентовано увагу на можливість розподіленого керування складовими дрону. Ця можливість активно використовується на дронах від компанії DJI (зокрема, програмний продукт DJIGO4), де є можливість розподілити власне керування польотом дрону та камерою.

Розроблена система керування використовує мобільні мережі четвертого покоління та технологію LTE/LTE-А для передачі даних. Керування відбувається за допомогою передачі трафіку реального часу між дроном та керуючим. Для вирішення головної проблеми – можливої зміни IP-адреси дрону при зміні поточної мобільної соти, було вирішено застосовувати сервер як посередника між дроном та керуючою станцією, оскільки сервер має постійну адресу. Так, наприклад, коли до модулю контролю зв'язку подається живлення, він зв'язується з сервером. Далі, якщо користувач хоче керувати дроном, він з'єднується з сервером, а сервер з'єднує користувача з відповідним дроном.

Для підтримки зазначеної можливості на сервері створено відповідну систему облікових записів користувачів. Маючи обліковий запис, користувач може реєструвати власний дрон. При початковому з'єднанні дрона з сервером він стає доступним у списку наявних для керування прив'язаним обліковим записом. Користувач може обирати з цього переліку необхідний апарат та керувати їм. Коли користувач ініціює з'єднання з дроном,

створюється сесія, до якої підключається користувач та дрон, і саме у цій сесії можливе подальше керування. Механізм сесій було створено також для підтримки багатокористувальницького доступу до дрону.

Базуючись на класифікації за технічними характеристиками, було виявлено можливість введення підтримки окремого керування модулями дрону, такими як: підвіс відеокамери, керування посадковим сервопривідом тощо. Зазначені модулі не є критично необхідними для функціонування дрону, тому до їх керування може бути залучена інша людина – це надасть можливість головному керуючому зосередитись на контролі польоту, та не відволікатись на другорядні завдання, такі як аерозйомка. Перелік додаткових модулів буде щоразу збільшуватися, тому проектування підтримки модулів дрону відбувалося таким чином, що подальше додавання нових модулів буде досить легким, оскільки усі необхідні компоненти системи вже будуть наявні. Усі наявні додаткові модулі мають можливість бути керованими іншою особою.

Перелік модулів, що доступні до користування іншими особами, буде надаватися дроном при початковому з'єднанні з сервером. Користувач, у свою чергу може надавати доступ до керування відповідним модулем іншому користувачу системи – тобто користувач має можливість надавати, редагувати та вилучати права доступу на керування модулем дрону зі свого облікового запису. Користувач, якому було надано можливість керування, може підключитися до модулю за наявної активної сесії з'єднання головного користувача та дрону. Обраний модуль стає недоступним для керування іншими особами, так само, як і для головного керуючого, але він має можливість відключити іншого користувача від активної сесії, та забрати керування.

Власне керування польотом дрону може вестись тільки власником дрону (тим, до якого облікового запису він прив'язаний). Керування не відрізається від керування звичайним пультом ближнього радіусу дії з можливістю контролювати усі осі літального апарату – крен, тангаж та нишпорення (кути Ейлера), а також потужність роботи двигунів – для зміни висоти та швидкості переміщення. У випадку, якщо є додатковий модуль, який не керується іншою особою, користувач також має можливість керувати і цими модулями, дозволяти або не дозволяти передачу керування новим користувачам.

Розроблений прототип дрону складається з чотирьох контролерів живлення моторів, контролер польоту, та головного контролера, що відповідає за отримання даних з серверу та передачі команд до польотного контролера, а також підключений 4G модем для забезпечення мобільного зв'язку. Завдяки окремому контролеру польоту також підтримується механізм запобігання екстремальних ситуацій у зв'язку з несправністю модулю – failsafe-механізм. В обліковому записі також є можливість конфігурувати параметри дрону, переключати

режими польоту та проводити налагодження усієї системи.

Розроблювана система має наступну апаратну структуру:

- система енергозабезпечення, до якої входять, власне, джерело живлення – літій-полімерна акумуляторна батарея 6000mAh/3S, а також контролер живлення, що веде вимірювання поточного струму та надає цю інформацію усі системі;

- контролер польоту Pixhawk 2.4.8 – опитує усі датчики, що, встановлені на борту (GPS, компас, радар тощо), та дає команди двигунам;

- електроні контролери швидкості EMAX – низкорівневі контролери, що приймають керуючі послідовності від контролера польоту та змінюють струм, що подається на двигуни; зазвичай, їх та ж сама кількість, що й двигунів;

- датчики телеметрії – компас, GPS, датчик швидкості;

- мікрокомп'ютер Nvidia Jetson Nano – слугує посередником між зовнішнім світом та контролером польоту, отримує команди з серверу, десериалізує їх, та надає їх польотному контролеру, і навпаки, відправляє на сервер дані телеметрії з контролеру;

- модем для швидкісної мобільної передачі даних, у даному випадку – 4G модем Huawei E327h;

- виділений сервер, що має статичну IP-адресу (для організації сеансів зв'язку клієнтів та дрону).

Зв'язок між контролером польоту та мікрокомп'ютером відбувається по UART шині (також, як і зв'язок з усіма іншими датчиками, як наприклад датчик наближення або зовнішній GPS-модуль) [3].

Програмне забезпечення складається з наступних компонентів:

- прошивка польотного контролера;

- MAVLink адаптер – необхідний для зв'язку з польотним контролером через протокол MAVLink;

- сервіс побудови з'єднання дрону з сервером;

- сервіс прослуховування активного з'єднання та передачі команд до польотного контролера;

- сервіс-контролер, що керує іншими сервісами;

- менеджер сесій – керує сесіями на боці серверу;

- менеджер облікових записів – необхідний для керування обліковими записами користувачів системи, їх правами у системі в цілому, та права доступу до ресурсів іншого облікового запису зокрема;

- програма-клієнт для зручного доступу до системи та керування усім або частиною дрону.

Звичайний зв'язок між сервером та клієнтами організовано з використанням REST API, але керування дроном відбувається за допомогою протоколу MAVLink, оскільки він створювався саме для цих цілей. Організацією MAVLink сеансу займається серверна частина у випадку, коли головний користувач-власник дрону хоче взяти керування дроном. Зміна параметрів роботи дрону

відбувається тільки у режимі конфігурування (дрон не має знаходитись у повітрі) також за допомогою посилання REST запити.

3. ВИСНОВКИ

Розроблено прототип дрону з системою керування, яка підтримує з'єднання керуючої станції з дроном через мобільний Інтернет із залученням серверу як контролюючого з'єднання та посередника. В якості приймаючої сторони був задіяний комплекс обладнання, який складається з контролера польоту, міні-комп'ютера на базі ОС Linux із підключеним 4G модемом. Міні-комп'ютер оброблює запити від керуючої станції та відправляє відповіді назад до керуючої станції.

4. ЛІТЕРАТУРА

1 Система автоматического управления летательного аппарата: (Автоматизация технологических і бизнес-процесів) [Електронний ресурс] / К.О. Габуєв, В.О. Гонгало, Н.А. Кучеренко, А.И. Шипко // Одеська національна академія харчових технологій. – Т. 10. – 2017. – № 4. – С. 57 – 62 – Режим доступу: <https://journals.onaft.edu.ua/index.php/atbp/article/download/821/803>

2 The market of unmanned aerial vehicles / drones in Russia and in the world [Електронний ресурс] // J'son & Partners

Management Consulting agency – 2017. – Режим доступу: https://json.tv/en/ict_telecom_analytics_view/the-market-of-unmanned-aerial-vehicles-drones-in-russia-and-in-the-world

3 DІУавтономный дрон с управлением через Интернет [Електронний ресурс]// Хабр– 2018. – Режим доступу: <https://habr.com/en/post/414121/>

DEVELOPMENT OF DRONE'S REMOTE CONTROL SYSTEM

Voronoy Serhii, Kuliak Andrii

Department of Computer Sciences

O.S. Popov Odesa national academy of telecommunications
vsm3aic@gmail.com, andrii.kuliak@gmail.com

Abstract—presented development of software complex for a remote control system of the unmanned aerial vehicle (or drone) with shared control support using mobile data transfer technology of fourth-generation LTE/LTE-A. Created drone's prototype with required hardware components for flight control and connection to the remote control station. The testing of the prototype was performed, additional recommendations for project improvement has been proposed.

Key words: drone, remote control, shared control, mobile connection, client-server architecture.

ЛАЗЕРНИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК БІОТКАНИН

Веденєєв Євгеній Олександрович
(Науковий керівник Богомолів М.Ф., доцент)

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

E-mail: yevhenii.vedenieiev@gmail.com

Анотація - Було розроблено оптоелектронний пристрій, за допомогою якого можна отримувати зображення розсіяного інфрачервоного світла від пальця людини чи від підготовлених препаратів крові чи інших тканин. Також було виготовлено елемент живлення постійним струмом для напівпровідникових лазерів медичного призначення.

Ключові слова: лазерна діагностика, медичні лазери, біологічне розсіювання, живлення лазерів.

1. ВСТУП

Оптична діагностика, яка заснована на аналізі розсіяного від біооб'єктів світла це сучасний напрямок, в якому ведуться дослідження.

При використанні когерентного лазерного випромінювання картина розсіяного світла набуває вигляду спекл-інтерферометричної картини. Аналіз неперервної в часі картини або спекл-інтерферометричних фотографій одного зразка зроблених за фіксовані проміжки часу називають динамічною спекл-інтерферометрією.

Методи спекл-інтерферометрії та динамічної спекл-інтерферометрії мають широкий спектр застосування:

- оцінка різноманітних характеристик стану клітинних культур[1];
- для аналізу мікроциркуляції поверхневих біотканин[2];
- для вимірювання температури тканин[1];
- для вимірювання пульсу та пульсового тиску[3];

За допомогою динамічної спекл-інтерферометрії шкіри різних ділянок, можна отримати інформацію про живлення, гемодинаміку та функціональний стан внутрішніх органів і систем органів, а також про наявність різноманітних збуджуючих факторів[4].

2. ОСНОВ НА ЧАСТИНА

Перспективним напрямком розвитку швидких діагностичних систем є лазерна діагностика, яка базується на аналізі картин розсіяного світла. В даній роботі розглянуто пристрій для отримання подібних картин.

Оптична схема розробленого пристрою зображена на рис. 1.

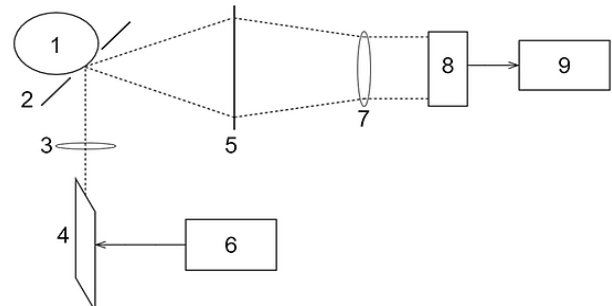


Рисунок 1 - Оптична схема пристрою для дослідження характеристик біотканин: 1 – біооб'єкт, 2 – щільна для встановлення об'єкта, 3 – фокусна лінза, 4 – інфрачервоний напівпровідниковий лазер, 5 – екран, 6 – елемент живлення постійним струмом, 7 – об'єктив камери, 8 – фоточувлива матриця камери, 9 – комп'ютер.

Принцип роботи даного приладу полягає у тому, що інфрачервоне лазерне випромінювання з довжиною хвилі 808 нм, яке виділяє напівпровідниковий лазер на основі AlGaAs, накачаний елементом живлення, пройшовши через фокусну лінзу розсіюється на досліджуваному біооб'єкті, яким може бути шкіра пальця людини. Розсіяне світло утворює на екрані картину розсіювання. Картина розсіювання знімається об'єктивом без інфрачервоного фільтру і матрицею камери, яка через USB порт передає зображення на комп'ютер.

Дане зображення можна спостерігати у неперервному режимі, а також фіксувати фотографію і зберегти на комп'ютері з подальшою можливістю обробки і аналізу.

Довжина хвилі випромінювання була обрана через велику відносну глибину проникнення випромінювання ближнього інфрачервоного діапазону в тканини людини[5]. Графік залежності відносної глибини проникнення від довжини хвилі випромінювання зображено на рис.2.

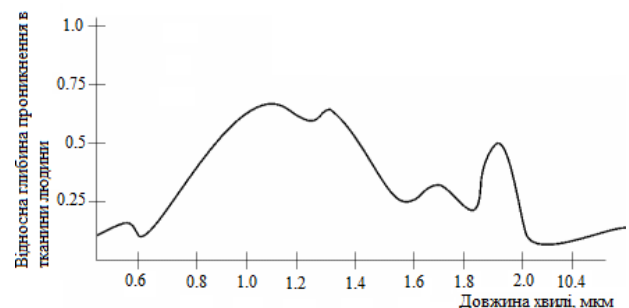


Рисунок 2. Залежність відносної глибини проникнення випромінювання в тканини людини від довжини хвилі

Для стабільного живлення лазера, щоб забезпечити однакову потужність випромінювання протягом усього часу використання, та для обмеження впливу зовнішніх умов експлуатації, було виготовлено елемент живлення для напівпровідникових лазерів медичного призначення. Схема виготовленого елемента живлення зображена на рис. 2.

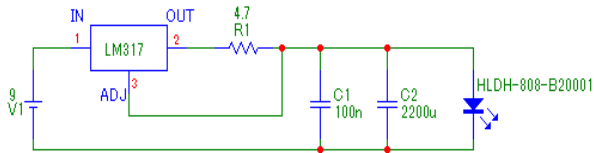


Рисунок 2. Електрична схема елемента живлення постійним струмом для напівпровідникових лазерів медичного призначення

Схема виконана на основі стабілізатора напруги LM317. Вона може працювати від постійної напруги починаючи від 5 до 35 вольт[6]. Для живлення у приладі було обрано дев'ятивольтову крону.

Конденсатори C_1 та C_2 включені у схему для фільтрації мережевих завад.

Необхідний опір резистора R_1 розраховується за наступною формулою[3]:

$$R_1 = \frac{1.25}{I_{ж}},$$

де $I_{ж}$ – струм живлення.

Струм живлення лазера HLDH-808-B20001 - 260мА. Згідно з формулою $R_1 = 4.81$ Ом. Обираємо резистор 4.7 Ом. Струм становитиме 266 мА, що лежить в допустимих межах для використовуваного лазера.

3. ВИСНОВКИ

Отже, такого типу оптоелектронний пристрій може слугувати для отримання зображень картин розсіювання світла від тканин людини. В результаті автоматичної обробки подібних

зображень можна буде швидко отримати цінну інформацію про стан організму людини. Даний прилад є багаторазовим і портативним.

4. ЛІТЕРАТУРА

1. Studying of cell culture reaction to temperature change by dynamic speckle interferometry / Mikhailova Y.A., Vladimirov A.P., Novosyolova I.A. та ін. // Российский журнал биомеханики. – 2017. – №1. – С. 64–73.
2. Применение спекл-визуализации в оценке микроциркуляции поверхностных биотканей / Калилец Т.В., Меженя М.М., Дик С.К. та ін. // BIG DATA AND ADVANCED ANALYTICS. – 2018. – №4. – С. 438–444.
3. Yevgeny Beiderman. Remote estimation of blood pulse pressure via temporal tracking of reflected secondary speckles pattern / Yevgeny Beiderman, Israel Horovitz, Natanel Burshtein. // J. of Biomedical Optics. – 2010. – №15.
4. Шебалин А. Лазерная медицинская диагностика состояния организма по биоспеклам кожи / Шебалин А. // Фотоника. – 2008. – №1. – С. 64–73.
5. Длина волны глубокого проникновения ИК излучения в ткани человека [Електронний ресурс] // Uborg. – 2001. – Режим доступу до ресурсу: <http://www.uborg.ru/infrared/history.htm>.
6. Стабилизатор тока для светодиода (LED) на микросхеме LM317 [Електронний ресурс] // Joyta.ru. – 2014. – Режим доступу до ресурсу: http://www.joyta.ru/4390-stabilizator-toka-dlya-svetodioda-led-na-mikrosxeme-lm317/#k_lm317_t

LASER DEVICE FOR RESEARCH CHARACTERISTICS BIOLOGICAL TISSUES

Yevhenii Vedenieiev

(Scientific adviser Mykola Bogomolov, Associate Professor)
National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Faculty of Biomedical Engineering, Department of Biomedical Engineering
E-mail: yevhenii.vedenieiev@gmail.com

Abstract — an optoelectronic device has been developed by which it is possible to obtain images of scattered infrared light from a person's finger, from prepared blood products or other tissues. A DC battery was also manufactured for medical semiconductor lasers.

Key words: laser diagnostics, medical lasers, biological scattering, laser power supply.

ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ПРОГРАМНО-КОНФІГУРОВАНОЇ МЕРЕЖІ

Духновська К.К.

Кафедра прикладних інформаційних систем
Київський національний університет імені Тараса Шевченка

duchnov@ukr.net

Лещенко О.О

Кафедра мережевих та інтернет технологій
Київський національний університет імені Тараса Шевченка

lesolga@ukr.net

Ковтун О.І.

Кафедра програмних систем та технологій
Київський національний університет імені Тараса Шевченка

lesolga@ukr.net

***Анотація** - Проведено дослідження системи управління програмно-конфігурованою мережею. Досліджено динаміку співвідношення ключових параметрів за умови оптимізації інфраструктури мережі. Методами синергетичної теорії управління досліджено динаміку мережі, що відповідає умові стійкості. Управління мережею SDN формується методами, що ґрунтуються на принципі самоорганізації нелінійних систем. В результаті синтезовано синергетичне управління для забезпечення підвищення стійкості системи управління до деструктивних впливів.*

***Ключові слова:** система управління, програмно-конфігуровані мережі, SDN, оптимізація, стійкість систем, синергетичне управління.*

1. ВСТУП

З постійним зростанням обсягів переданого трафіку в мережі провайдера оптимізація інфраструктури мережі має важливе значення. Найчастіше при наявності всіх необхідних ресурсів мережа не може забезпечити належну функціональність і відмовостійкість. Навіть невелика мережа, що має вихід в глобальну мережу, з точки зору експлуатації та виявлення проблем може представляти досить серйозні завдання. На даний момент реалізація програмно-конфігурованих мереж на певних рівнях мережі може сприяти суттєвій оптимізації мережевої інфраструктури і забезпечити більш раціональне використання мережевих можливостей [1-3].

Метою роботи є підвищення стійкості системи управління програмно-конфігурованою мережею до деструктивних інформаційних впливів за рахунок підтримання необхідних параметрів мережі.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Основним положенням синергетики є ідея про можливість спонтанного виникнення порядку і організації з безпорядку та хаосу, в результаті процесу самоорганізації. Об'єктом досліджень роботи є відкриті системи із зворотнім зв'язком. При дослідженні

систем управління умови лінійності не виконуються, і виникає необхідність вивчати загальні принципи виникнення та розвитку складних динамічних систем. Проблеми керування такими системами є актуальним, складним і майже не доступним для класичної системи управління. У зв'язку з цим виникає проблема пошуку шляхів впливу на процеси самоорганізації в нелінійних динамічних системах.

Програмно-конфігуровані мережі (на базі технології SDN) здійснюють розподіл процесів передачі даних мережною інфраструктурою та централізованого управління мережею.

При моделюванні розвитку систем SDN дуже цікавим є вивчення їхньої поведінки під дією різних зовнішніх збурень. Потрібно визначити, чи буде істотно змінюватися поведінка системи в результаті незапланованих (у тому числі й небажаних) змін у режимі управління [4-5].

Нехай поведінка системи управління SDN описується сукупністю звичайних диференціальних рівнянь:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, y), \\ \dot{y} = g(x, y), \end{cases} \quad (1)$$

Синтезуємо систему з керуючими параметрами k_1 - пропускна здатність, k_2 - затримка керуючого сигналу, для якого система нелінійних диференціальних рівнянь (1) перетвориться до вигляду:

$$\begin{cases} \dot{x} = k_1 x - xy, \\ \dot{y} = -k_2 y + x^2, \end{cases} \quad (2)$$

Дослідити систему (4) можна за допомогою методу фазової площини [5] з якісної теорії диференціальних рівнянь. При $k_2 \gg |k_1|$ виникають процеси кооперативні процеси, основані на адиабатичному наближенні $\dot{y} \approx 0$ і відповідно описується синергетичним рівнянням:

$$\dot{x}(t) \cong k_1 x - \frac{1}{k_2} x^3 \quad (5)$$

Цьому параметру відповідає кооперативний стан:

$$x^2 - kx \equiv 0 \quad (6)$$

Дослідимо управління системою, при якому стійкий стан буде досягнутий короткий проміжок часу. Для цього введемо відповідне управління, внаслідок чого математична модель системи перетворюється до виду:

$$\begin{cases} \dot{x} = k_1 x - xy, \\ \dot{y} = -k_2 y + x^2 + U, \end{cases} \quad (7)$$

Де $U(x, y)$ - закон управління, з допомогою якого в системі нелінійних диференціальних рівнянь (1) будуть запущені перехідні процеси.

Введемо в систему наступну змінну:

$$\psi(x, y) = x^2 - k_2 y \quad (8)$$

яка повинна задовольняти умові:

$$T\dot{\psi}(t) + \psi = 0. \quad (9)$$

Після підстановки змінної (8) в рівняння (9), враховуючи початкову систему диференціальних рівнянь (7), отримаємо зворотній зв'язок:

$$U = \left(\frac{2k_1}{k_2} - 1 \right) x^2 - \frac{2}{k_2} x^2 y + \frac{1}{k_2 T} \psi \quad (10)$$

Отже, синтезована система нелінійних диференціальних рівнянь (7), яка забезпечує заданий рівень роботи системи із врахуванням управління (8) набуває вигляду:

$$\begin{cases} \dot{x} = k_1 x - xy, \\ \dot{y} = \frac{2k_1}{k_2} x^2 - \frac{2}{k_2} x^2 y + \frac{1}{k_2 T} \psi, \end{cases} \quad (11)$$

Система (11) починаючи свою роботу при довільних початкових умовах x_0, y_0 і відповідно $\psi_0 = x_0^2 - k_2 y_0$ обов'язково через проміжок часу T підходить атрактора $\psi(x, y) = 0$ і відповідає біфуркації типу «вилка».

Отже поява керування системою у вигляді зворотного зв'язку залежить від відношення параметрів k_1, k_2 . Відношення (6) швидше відбувається і є точнішим чим сильніше співвідношення $k_2 \gg |k_1|$.

Результатом впливу синтезованого синергетичного управління мережі SDN є поява процесів самоорганізації, під дією яких відбувається перехід від хаотичної динаміки до керованого стану. При цьому система із будь-якого стану переходить на аттрактор $\psi(t) = 0$, по якому рухається до точки сплеску синергетичного ефекту та необхідного стану параметрів, в якій досягається заданий рівень ефективної роботи системи управління.

3. ВИСНОВКИ

Розглянуто спосіб підтримання програмно-конфігурованої мережі в стабільному стані, який ґрунтується на виникненні синергетичного ефекту внаслідок запуску процесів зворотного зв'язку в

системі управління. Точка сплеску синергетичного ефекту є притягуючим аттрактором системи, на яку реалізується редукція ступенів свободи вихідної системи нелінійних диференціальних рівнянь і забезпечується спрощення процесу досягнення необхідного стану системи управління. Продемонстровано можливості методів оптимізації при проектуванні або адаптивному налаштуванні вузлів мереж SDN в моменти стрибкоподібних переходів, розривів, раптових якісних змін у їх поведінці.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 Kravchenko Y., Leshchenko O., Trush O., Makhovych O., Dakhno N. Evaluating the effectiveness of cloud services. 2019 IEEE 11th International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology, PIC S&T 2019. Kyiv, 120–124 (2019).
- 2 Kovtun, O., Pleskach V., Tkach O.: Wireless of network with the use of standards ZIGBEE, BLUETOOTH, WI-FI. Radioelectronic and computer systems, (4), 2016. - 42-47.
- 3 Dukhnovska K.: Formuvannya Posukovy dynamical vector space "Shtunniy intertekt". - No3.4- 2016.
- 4 Kolesnikov A. A. Sinergeticheskoe metody upravlenija slozhnymi sistemami: teorija sistemnogo sinteza. Moscow, Editorial URSS, 2005, 228 p.
- 5 Prigozhin I., Stengers I.; pod. obshh. red. V. I. Arshinova, Ju. L. Klimontovicha, Ju. V. Sachkova Porjadok iz haosa: Novyj dialog cheloveka s prirodoj [per. s angl.]. Moscow, Nauka, 1984, 432 p.

RESEARCH CONTROL SYSTEM SOFTWARE-DEFINED NETWORK

Dukhnovska K.

department of Applied Information Systems

Taras Shevchenko National

University of Kyiv

duchnov@ukr.net

Leshchenko O.

department networking and internet technologies

Taras Shevchenko National

University of Kyiv

lesolga@ukr.net

Kovtun O.

department software systems and technologies

Taras Shevchenko National

University of Kyiv

lesolga@ukr.net

Abstract —The paper deals with modeling of control system software-defined networking (SDN). The dynamics of the correlation of key parameters under conditions of optimization of network infrastructure are investigated. The study of the dynamics of a system in which control is formed by the methods of a synergistic theory of control based on the principle of directed self-organization of nonlinear systems proves the feasibility of such control that meets the condition of stability by predictability. During the work, a number of practical experiments were conducted and a phase portrait of the control system was determined. Based on the selected dynamic invariant, it is shown that the system parameters can be selected for switching to a controlled state.

Key words: control system, software-defined networking, SDN, optimization, system stability, synergetic control, attractor.

ИССЛЕДОВАНИЕ НА МИНИМУМ РИСКОВ ЗАКАЗЧИКА И ИЗГОТОВИТЕЛЯ

¹Тупицин Николай Федорович, ²Пантеев Роман Леонидович, Степаненко Илья Александрович

^{1,2}Кафедра авіаційних комп'ютерно-інтегрованих комплексів

Національний авіаційний університет

¹tupitsyn2@gmail.com ²romanpanteevmail@gmail.com ³STEPANENKO.iLay@gMaiL.com

Аннотация – Проведено исследование рисков заказчика и изготовителя на минимум. Для проведения исследования представлена функция, аппроксимирующая нормированную функцию Лапласа с точностью 3.5%. Показано, что заданных допущениях экстремальных значений рисков заказчика и изготовителя не существует. Полученные результаты для определенного диапазона переменных, от которых зависят значения рисков, хорошо согласуются с физическим смыслом решаемой задачи. Для другого диапазона целесообразно провести дополнительное исследование,

Ключевые слова: - контролируемый параметр, допуск параметра, плотность распределения вероятности, риск производителя, риск заказчика.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современном производстве требования по качеству готовых изделий постоянно растут из-за постоянно ужесточающейся конкурентной борьбы между предприятиями и высокого уровня ожидания у потребителя. Способов повышения качества изготавливаемых изделий (деталей) существует много, среди которых выделяют [1]:

— использование более современного и точного оборудования;

— применение новейших технологий; использование материалов повышенного качества;

— более высокий контроль продукции;

— ужесточение требований по допускам.

Количественной оценкой при контроле качества изделий, как у потребителя, так и у производителя служат значения рисков изготовителя и заказчика [2]:

В данной работе рассмотрим подробнее эти две характеристики инструментальной достоверности контроля:

— вероятности получения ошибочного результата «не работоспособен» при контроле параметра изделия (риск производителя по контролируемому параметру α)

— вероятности получения ошибочного результата «работоспособный» при контроле параметра изделия (риск заказчика по контролируемому параметру (КП) β) [3].

Алгоритм определения инструментальной достоверности контроля является основой для заключения программы и проведения расчетов достоверности контроля изделий.

Для определения характеристик инструментальной достоверности контроля необходимы следующие исходные данные:

— плотности распределения вероятностей значений контролируемых параметров изделия; или номинальные значения параметров и вероятность P работоспособного состояния изделия; или номинальные значения параметров и вероятности P_u работоспособного состояния изделия по каждому из контролируемых параметров на момент проведения контроля;

— допуски параметров (V_n , V_o) - соответственно нижнее и верхнее предельно допустимые значения параметра;

— плотности распределения вероятностей погрешностей контроля или границы интервалов, в которых находятся погрешности контроля.

Характеристики достоверности контроля - риски производителя и заказчика по контролируемому параметру - определяются по формулам

$$\alpha = \int_{V_H}^{V_B} f(v) \left[\int_{-\infty}^{V_H-V} \Psi(\xi) d\xi + \int_{V_B-V}^{\infty} \Psi(\xi) d\xi \right] dv, \quad (1)$$

$$\beta = \int_{-\infty}^{V_H} f(v) \int_{V_H-V}^{V_B-V} \Psi(\xi) d\xi dv + \int_{V_B}^{\infty} f(v) \int_{V_H-V}^{V_B-V} \Psi(\xi) d\xi dv, \quad (2)$$

где: $f(v)$ – плотность распределения КП;

$\Psi(\xi)$ – плотность распределения погрешности контроля.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Постановка задачи. Пусть плотность распределения контролируемого параметра V имеет нормальный закон распределения в диапазоне $[V_H, V_B]$

$$f(v) = (1 / \sqrt{2\pi}\sigma) \cdot \exp(-(v - m_v)^2 / 2\sigma^2), \quad (3)$$

где x – случайная величина (СВ); $x \in -\infty; +\infty$;

m_v — математическое ожидание (МО) СВ,

σ — среднеквадратическое отклонение (СКО) СВ..

Предположим также, что измерительный прибор для контроля параметра V имеет предел допускаемой погрешности $\pm\delta$ от конечного значения шкалы.

Пусть плотность погрешности измеряемой величины распределена по нормальному закону

$$\psi(\xi) = (1 / \sqrt{2\pi}\sigma_\xi) \cdot \exp((x - m_\xi)^2 / 2\delta^2), \quad (4)$$

где m_ξ — МО СВ, δ — СКО СВ.

При этом значения функций α и β будут зависеть от шести переменных: $V_H, V_B, m_v, \sigma, m_\xi$ и δ .

Задача состоит в исследовании функций α и β на минимум.

Решение задачи. Введем два обозначения, согласно [3]:

– нормированное предельно допустимое отклонение КП (r)

$$r = (m_v - V_H) / \sigma, \quad (5)$$

– нормированное СКО (Z) ошибки контроля

$$Z = \delta / \sigma, \quad (6)$$

Предположим, что диапазон измеряемой величины симметричен относительно МО и $m_v = 0$, т.е.

$V_B = -V_H$, а диапазон изменения погрешности симметричен относительно «измеряемого параметра» V .

Как известно, необходимым условием существования локальных экстремумов функции нескольких переменных является равенство нулю ее частных производных. Подставляя выражения из (3)-(6) в (1) и вычисляя производную функции $\alpha = \alpha(r, z)$ по r , при условии, что $\sigma = 1$, получим

$$-r^2 \cdot \Phi(2r+t) + r^2 \cdot \Phi(t) - (2r+t)^2 \cdot \exp(-\frac{(2r+t)^2}{2}) + t^2 \cdot \exp(-\frac{t^2}{2}) = 0,$$

где $\Phi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{x^2}{2}} dx$ - нормированная функция

Лапласа, а $t = r / z$.

Полученное выражение является достаточно громоздким для численного анализа и выходит за рамки данной работы. Кроме того, при нормальных законах распределения КП и погрешности измерения величины допусков параметра и его СКО связаны между собой «Правилом 3-х сигм», т.е. $r \approx 3\sigma = 3$.

Далее, при вычислении частных производных α и β по r и z вместо нормированной функции Лапласа будем использовать аппроксимирующую ее функцию $\Phi_n(t)$, которая имеет следующий вид [3]:

$$\Phi_n(t) \approx 0,5 - 0,5 \times e^{-0,42t^2 - 0,713t}. \quad (7)$$

Как показывают расчеты, погрешность аппроксимации нормированной функции Лапласа функцией $\Phi_n(t)$ не превышает 3.5%. В Табл. 1 приведены значения функций $\Phi_n(x)$ и $\Phi(x)$ от аргумента x , а также относительная ошибка аппроксимации $E_{отн}$.

Выражения для рисков заказчика и изготовителя, при подстановке $\Phi_n(t)$ из (7) в (1)-(2), упрощаются, и принимают вид

$$\alpha(r) \approx \beta(r) + e^{-\frac{0,42r^2}{1+Z^2} - \frac{0,713r}{\sqrt{1+Z^2}}} - e^{-0,42r^2 - 0,713r}, \quad (8)$$

$$\beta(r, z) \approx \frac{0,33(1 - \frac{0,1z}{r})z}{1 + 0,8rz} \times e^{-\frac{r^2}{2}}. \quad (9)$$

Формулы (8), (9) справедливы при $1 \leq r \leq 4$; $0,02 \leq z \leq 1$.

Таблица 1

x	$\Phi_n(x)$	$\Phi(x)$	$E_{отн}$
0	0	0	
0,25	0,0924	0,0987	0,0346
0,5	0,1848	0,1914	0,0170
0,75	0,2687	0,2733	0,0069
1	0,3389	0,3413	0,0018
1,25	0,3936	0,3943	0,0002
1,5	0,4333	0,4331	0,0008
1,75	0,4603	0,4599	0,0007
2	0,4776	0,4772	0,0004
2,25	0,4880	0,4877	0,0002
2,5	0,4939	0,4937	8,47E-05
2,75	0,4970	0,4970	1,19E-05
3	0,4986	0,4986	

Приравняв $\partial\beta / \partial z = 0$ нулю, получим кубическое уравнение относительно z вида

$$-0,16rz^2 - (0,1 - 0,8r^2)z - 1,8r^3 = 0. \quad (10)$$

Уравнение (10) имеет в рассматриваемых диапазонах r, z одно решение: $r \approx 2,792, z \approx 0,05$. При значениях $1 \leq r \leq 2,792$ и $0,02 \leq z \leq 0,05$ производная $\partial\beta / \partial r > 0$, при остальных значениях r, z производная $\partial\beta / \partial r < 0$.

Уравнение $\partial\beta / \partial z = 0$ решения не имеет, а производная $\partial\beta / \partial z > 0$.

При заданных допущениях необходимое условие существования локальных экстремумов функции не выполняется.

3. ВЫВОДЫ

Приведенные расчеты, при заданных допущениях, показали, что зависимости рисков изготовителя и заказчика не имеют экстремумов. Кроме того, полученные результаты для определенного диапазона переменных r, z хорошо согласуются с физическим смыслом решаемой задачи, а именно: значения рисков изготовителя и заказчика растут при увеличении значения ошибки контроля и допуска на контролируемый параметр.

Для диапазона переменных r, z , в котором производная $\partial\beta / \partial r < 0$, целесообразно провести дополнительное исследование функций α и β .

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 А. Д. Грачева, А.И. Лисютина, М.С. Никихина, Методы повышения точности измерений, Известия Тульского государственного университета. Технические науки, ISSN: 2071-6168, №6, 2019; с.441-444.
2. О. А. Коровина, Оценка рисков изготовителя и заказчика при контроле погрешностей измерительных устройств в одной или нескольких точках, Измерительная техника №5 2018. С. 14-17.
3. Автоматизовані системи контролю: Лабораторний практикум/ Уклад.: В.І.Тарасенко, М.Ф.Тупіцин, Г.П.Чорний. К.: НАУ, 2006. – 48 с.

MINIMIZATION OF THE CUSTOMER AND MANUFACTURER RISKS

¹Tupitsyn Nikolai, ²Panteyev Roman, ³Stepanenko Illya
Department of Aviation Computer-Integrated Complexes
National Aviation University

[¹tupitsyn2@gmail.com](mailto:tupitsyn2@gmail.com) [²romanpanteevmail@gmail.com](mailto:romanpanteevmail@gmail.com)
[³STEPANENKO.iLay@gmail.com](mailto:STEPANENKO.iLay@gmail.com)

Abstract — Minimization of the customer and manufacturer risks is executed. To conduct the study, a function is presented that approximates the normalized Laplace function with an accuracy of 3.5%. It is shown that at the given assumptions of the extreme values of the risks of the customer and the manufacturer do not exist. The results obtained for a certain range of variables, on which the risks values depend, are in good agreement with the physical meaning of the problem being solved. For another range, it is advisable to conduct additional research,

Key words: controlled parameter, parameter tolerance, probability distribution density, manufacturer risk, customer risk

РОЗРОБКА СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ СТАНУ СЕРВЕРНОГО ОБЛАДНАННЯ

Малик Дмитро Андрійович, Гнатушенко Володимир Володимирович
кафедра інформаційних систем та технологій
НТУ «Дніпровська політехніка»
dmraith@gmail.com, Hnatushenko.V.V@nmu.one

Анотація - Представлено аналіз актуальності розробки програмного забезпечення для моніторингу та журналізації стану серверного обладнання, проведено аналіз вимог до системи моніторингу, розроблено архітектуру та веб-інтерфейс системи моніторингу стану серверного обладнання.

Ключові слова: моніторинг, серверне обладнання, автоматизована система моніторингу, аналіз, аудит, журналізація

1. ВСТУП / INTRODUCTION

Сучасні комп'ютерні системи дуже складні, тому людина не в силах самостійно встежити за всім, що відбувається в системі. Однак людині, що відповідає за працездатність серверного обладнання, дуже важливо знати, які події відбуваються в системі для подальшого аналізу. Аналіз дозволяє приймати оптимальні рішення щодо вдосконалення та підтримки працездатності системи. Для спостереження за роботою системи використовуються платформи журналізації, які дозволяють виконувати накопичення з подальшою фільтрацією інформації про виникаючі в системі події по потрібним нам критеріям [1-4]. Фільтрація розділяє інформацію на групи за різною тематикою, що дозволяє зберігати її в зручному вигляді для подальшого аналізу і аудиту.

Аудит подій використовується з метою виявлення виникнення критичних подій в системі. Також він дозволяє користувачеві системи передчасно дізнатися про ймовірний збій. Це безсумнівно підвищує безпеку працездатності системи.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА / MAIN PART

Метою даної роботи є створення програмного засобу для моніторингу стану серверного обладнання і журналізації подій. Журналізація — це процес запису інформації про події з об'єктом подій в журнал. Цей процес також називається аудитом. Під подією розуміється будь-яка подія в системі, яка потребує фіксації (журналізації) або повідомлення користувача або адміністратора. Журнал подій — стандартний спосіб зберігання даних про важливі події, що сталися в додатках і системах.

Існують інструменти для об'єднання журналів подій, а так само для оповіщення та архівування, які підтримують збір даних з журналів подій. Ці інструменти сприяють попередженню про критичні події, а також дозволяють формувати звіти і зберігати всі події в стислому форматі.

Програмне забезпечення, що розробляється, при-

значене для прийому, журналізації, централізованого зберігання, аудиту в реальному масштабі часу, оперативного та інтелектуального аналізу повідомлень про події, що виникли в різних прикладних системах і їх компонентах. Таким чином, журналізація подій є важливою проблемою, тому що практично відсутні засоби збору, зберігання та аналізу подій та оповіщення зацікавлених осіб, доступні прикладним системам і окремим програмам. Тому потрібні інструментальні засоби, що дозволяють ефективно працювати з журналом подій, централізовано зберігати і архівувати дані.

3. ВИСНОВКИ / CONCLUSIONS

В результаті проведеної роботи були досягнуто основної поставленої мети, тобто були вирішені завдання по дослідженню принципів роботи з журналами подій, вивчені існуючі програмні засоби для моніторингу стану серверного обладнання та їх особливості, проведено аналіз вимог до розроблюваної системи розроблено структуру та програмну реалізацію самостійного аналогу існуючим системам моніторингу.

4. ЛІТЕРАТУРА / REFERENCES

- 1 Журналирование [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Журналирование>
- 2 Журнал событий [Електронний ресурс]– Режим доступу: https://ru.wikipedia.org/wiki/Журнал_событий
- 3 Автоматизированная система мониторинга и диспетчеризации серверных помещений [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://cyberleninka.ru/article/n/avtomatizirovannaya-sistema-monitoringa-i-dispetcherizatsii-servernyh-pomescheniy>

DEVELOPMENT OF SERVER CONDITION MONITORING SYSTEM EQUIPMENT

Malyk Dmytro Andriyovich, Hnatushenko Volodymyr Volodymyrovich
department of Information Systems and Technologies
Dnipro University of Technology
dmraith@gmail.com, Hnatushenko.V.V@nmu.one

Abstract— An analysis of the relevance of software development for monitoring and logging the state of server equipment is presented.

Key words: monitoring, server equipment, automated monitoring system, analysis, audit, journaling

РОЗРОБКА ВЕБ-ЗАСТОСУНКУ З ВИКОРИСТАННЯМ ФРЕЙМВОРКУ REACT

Морозов Богдан Денисович, Гнатушенко Володимир Володимирович
Кафедра інформаційних систем та технологій
Національний технічний університет «Дніпровська політехніка»
Morozov.B.D@nmu.one, Hnatushenko.V.V@nmu.one

Анотація - Представлено аналіз сучасних технологій розробки інтерфейсів веб-застосунків. Детально розглянуто роботу з React - фреймворком для розробки масштабованих веб або нативних мобільних застосунків. В React реалізовано сучасний підхід до розробки SPA, алгоритм відстеження та застосування змін у DOM дереві та налаштовано односторонній потік даних. З використанням зазначених технологій розроблено структуру та здійснено програму реалізацію front-end веб-застосунку для управління персоналом на малому підприємстві для демонстрації ключових можливостей фреймворку.

Ключові слова: веб-технології, фреймворк розробки, веб-застосунки, інтерфейс

1. ВСТУП

Розробка інтерфейсів для веб-застосунків це галузь, яка на сьогодні є невід'ємною частиною розробки сучасного програмного застосунку. Істотною перевагою побудови веб-застосунків є те, що він буде виправно та стабільно виконувати свої функції незалежно від операційної системи клієнта.

Як і раніше основними інструментами побудови веб-інтерфейсу є HTML, CSS та JavaScript. Але з плином часу та випуском нових стандартів ці інструменти отримали неймовірний розвиток, та продовжують покращуватися. З випуском нових стандартів починають з'являтися і принципово нові підходи і фреймворки для розробки.

Важливим елементом розробки є JavaScript, оскільки він фактично немає аналогів. Так як побудова повноцінного застосунку комерційного рівня з використанням лише базових можливостей JavaScript зайняла би дуже багато часу, сучасний підхід до цього питання це використання фреймворків.

В цій роботі наводиться аналіз сучасних технологій розробки інтерфейсів з використанням JavaScript фреймворку, розробленого компанією Facebook – React [1, 2].

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

На даний час фреймворк React є найбільш поширеним в світі фреймворком, який використовують для розробки веб-застосунків з використанням підходу SPA. Серед переваг цього фреймворку можна визначити просту та ефективну стратегію відстеження змін. Під час ініціалізації застосунку будується віртуальне DOM дерево елементів застосунку, під час кожного виклику функції збереження стану будується нове дерево що зберігається у пам'яті до наступного виклику, та порівнюється з попереднім.

Зміни застосовуються лише до тих частин застосунку де було зафіксовано зміни в дереві. Таким чином якщо новий стан не вплинув на застосунок не буде використано зайвих ресурсів на перебудову інтерфейсу.

Іншою істотною перевагою фреймворку є односторонній потік даних, який сходить згори вниз в ієрархічному порядку, та дозволяє інтерфейсу застосунку працювати за принципом скінченного автомату коли при наданні вхідного набору даних ми отримуємо один конкретний вихідний стан.

3. ВИСНОВКИ

Наведено коротку характеристику та аналіз істотних переваг використання фреймворку розробки веб-застосунків React. Розроблено веб-застосунок для управління персоналом який демонструє ефективність використання React для проектів будь-якого масштабу та на практиці доводить суттєвість ключових переваг фреймворку над використанням застарілих підходів до розробки.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 Thinking in React - <https://reactjs.org/docs/thinking-in-react.html#step-5-add-inverse-data-flow>
- 2 Alex Banks, Eve Porcello, O'Reilly Learning React: Functional Web Development with React and Redux 1st Edition, Chapter 4 Pure react

WEB-APPLICATION DEVELOPMENT USING THE REACT FRAMEWORK

Morozov Bohdan Denisovych, Hnatushenko Volodymyr Volodymyrovich

Department of Information Systems and Technologies
Dnipro University of Technology

Morozov.B.D@nmu.one, Hnatushenko.V.V@nmu.one

Abstract – analysis of modern technologies in web-applications interface development. Provided in-depth review of development using React - framework for web and native mobile applications development. React implements modern approach of SPA development, change detection and change application strategies for DOM tree operations and one-way data binding. Using described technologies developed structure and software implementation of front-end application for staff management for small businesses, which designed to demonstrate the capabilities of chosen framework.

Key words: web-technologies, development framework, web-applications, interface

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ВЕЙВЛЕТ-АНАЛИЗА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕР БЛИЗОСТИ

ОЛЕЙНИК О.Ю.

Коледж радиоэлектроники

oleinik_o@ukr.net

Анотація – Продемонстрированы результаты работы программной реализации разработанного алгоритма вейвлет-анализа мер близости временных рядов, образуемых сигналами состояний объектов промышленного применения. Разработанный алгоритм основан на сравнительном анализе мер близости дискретных вейвлет-спектров с фильтрацией от высокочастотных шумов с предварительной обработкой составляющих ряды вейвлет коэффициентов современными методами математической статистики.

Ключові слова: вейвлет, временной ряд, критерий близости, машинное обучение.

1. ВСТУП

Большое разнообразие видов сигналов, задач преобразования и областей их применения обуславливает разнообразие и сложность математического аппарата преобразований, применяемых для обработки сигналов [1]. Наиболее известными можно считать преобразование Фурье, преобразование Гильберта, распределение Вигнера, преобразование Уолша, вейвлет-преобразование [2,3]. Вейвлет-преобразование выгодно отличается от других фильтров возможностью устранения локализованных помех [4].

Основной задачей при использовании вейвлет-анализа является выбор вейвлет-функция. Стремительное развитие специального программного обеспечения значительно расширяет базу используемых вейвлет-функций и актуальным становится вопрос поиска критериев выбора.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Сложность поиска оптимальной вейвлет-функции связана с идентификацией модели преобразования. Основным критерием выбора подходящей вейвлет-функции является минимальное значение искажений, которые возникают при восстановлении сигнала по вейвлет-коэффициентам в соответствии с выбранной функцией.

В данной работе предложено программное решение алгоритма оценки близости временных рядов сигналов на основе вейвлет коэффициентов Добеши.

В качестве программной среды для реализации алгоритма выбран Python, поскольку библиотека PyWavelets содержит достаточно широкий спектр вейвлет-функций [5].

Результат работы программы по определению определения близости сигналов, реализованная в соответствии с разработанным алгоритмом (рис. 1), позволяет анализировать близость анализируемого сигнала и сигнала сравнения. Предусмотрено применение различных мер близости с целью определения наиболее подходящих коэффициентов вейвлет-преобразования и тестового сигнала.

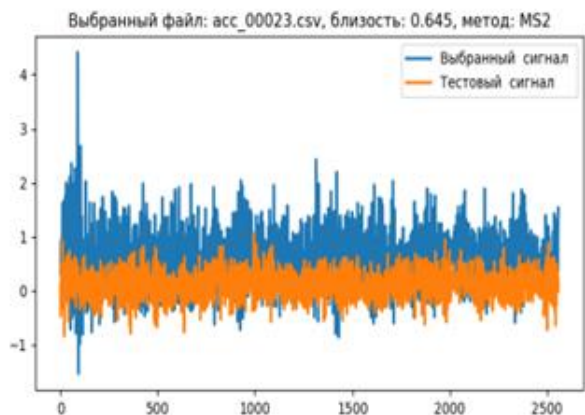


Рис.1 – Результаты работы программы с использованием меры близости

В зависимости от уровня и характера шума подбирается мера близости и осуществляется идентификация тестового сигнала.

3. ВИСНОВКИ

Продемонстрированы результаты работы программы средствами Python дискретного вейвлет-анализа в соответствии с разработанным алгоритмом. В следующих работах будут посвящены детальному описанию алгоритма и методики анализа близости выбросов сигналов с использованием мер близости

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 Дьяконов В.П., Абраменкова И.В. MATLAB. Обработка сигналов и изображений. Специальный справочник. СПб.: Питер, 2002.
- 2 Залманзон Л. А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. М.: Наука, 1989.
- 3 Ясин, А. С., О. Н. Павлова, and А. Н. Павлов. Вейвлет-фильтрация зашумленных изображений // Письма в ЖТФ. 206. № 42.2. С.50-56.
- 4 Бурнаев Е.В. Применение вейвлет-преобразования для анализа экономических временных рядов/Математическое моделирование развивающихся экономических систем // В сб. научн. трудов летней школы по экономико-математическому моделированию ЭКОМОД. 2006. Т. 2006. С. 95.
- 5 PyWavelets Documentation Release // URL: <https://readthedocs.org/projects/pywavelets/downloads/pdf/latest/> (дата обращения 17.12.2019).

Oliynyk O./
кафедра/department
College of Radio Electronics, Dnipro, Ukraine
oleinik_o@ukr.net

Abstract — The results of the software implementation of the developed algorithm of the wavelet analysis of proximity measures of time series formed by state signals of industrial objects are demonstrated. The developed algorithm is based on a comparative analysis of the proximity measures of discrete wavelet spectra with filtering from high-frequency noise with preliminary processing of the component wavelet coefficients by modern methods of mathematical statistics.

Key words: wavelet, time series, proximity criterion, machine learning

ВИСОКОТЕМПЕРАТУРНИЙ ТВЕРДОЕЛЕКТРОЛІТНИЙ ГЕНЕРАТОР КИСНЮ МЕДИЧНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

Степанюк Олександр Олегович, Богомолів Микола Федорович, Троць Адам Адамович
НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського», факультет біомедичної інженерії, кафедра біомедичної інженерії

НУБіП України, факультет конструювання та дизайну, кафедра надійності техніки
Stepaniuk1998@gmail.com

Анотація - Запропоновано технічний проект пристрою для добування кисню високої концентрації (99,9%) з повітря високотемпературним електрохімічним електролізом з використанням високотемпературного твердого електроліту. Проект дозволяє отримувати чистий кисень, що придатний для використання в медицині, забезпечує повну вибухобезпечність, а також не потребує додаткових засобів для зберігання отриманого кисню.

Ключові слова: твердий електроліт, електроліз, генератор кисню, надчистий кисень.

1. ВСТУП

Кисень — дуже важливий біогенний хімічний елемент, що використовується для дихання більшості живих організмів на планеті. Кисень має широкий спектр дії, але основним лікувальним ефектом вважається його можливість компенсувати недостатність кисню в тканинах організму при гіпоксії.

На даний час в медицині широко використовується кисень, що обумовлено його властивостями. Одним з методів його отримання є електроліз. Висока точність електрохімічних методів полягає у тому, що вони ґрунтуються на дуже точних законах Нернста і Фарадея.

Окрім розглянутого методу існує ще кілька технологій отримання кисню: мембранна, кріогенна та адсорбційна. Найближчим аналогом генератору, що розробляється є кисневий концентратор.

Кисневий концентратор працює за таким принципом: він складається з двох циліндрів, кімнатне повітря проходить крізь мережу з кульок цеоліту - «молекулярне сито», що знаходиться всередині циліндрів, яке затримує молекули азоту і пропускає молекули кисню. В результаті чого кисневий концентратор виробляє кисень з чистотою до 95%.

Метою роботи є розробка високоефективного генератора кисню високої чистоти за допомогою методу електрохімічного електролізу безпосередньо з повітря для медичних потреб.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Поставлене завдання досягається тим, що в електрохімічному генераторі кисню, що містить в собі два твердоелектролітні диски з нанесеними на їх робочих поверхнях електродами з виводами. При

цьому диски з'єднані між собою за допомогою електропровідної трубки з капіляром, краї якої герметично з'єднані з їх боковими поверхнями, на які нанесений температурний демпфуючий матеріал, при цьому трубка електрично з'єднана з електродами, що розміщуються в середині її, новим є те, що капіляр з'єднаний з каналом подачі кисню [2, 3]. Крім цього, в електрохімічному генераторі кисню новим є те, що твердоелектролітні диски виконані у вигляді пробірок або циліндрів, а електропровідна трубка має декілька капілярів з'єднаних з окремими каналами подачі кисню. Наявність каналу подачі кисню, з'єданого з капіляром, дозволяє відбирати отримуваний кисень із зовнішнього газового середовища і подавати його користувачу. Виконання дисків у вигляді пробірок або циліндрів дозволяє підвищити продуктивність генератора за рахунок збільшення робочої площі електродів. Наявність декількох капілярів, з'єднаних з окремими каналами подачі кисню, дозволяє підвищити ефективність генератора за рахунок автономних каналів подачі кисню, що дає можливість використання отриманого кисню в різних цілях одночасно без зміни режиму роботи генератора.

Генератор кисню складається з двох електролітних дисків у вигляді пробірок з електродами з виводами на їх поверхні та провідної трубки з капіляром, з'єднаним з каналом подачі кисню. Канал кисню необхідний для забору кисню з повітря та подачі на вихід генератора [1,2].

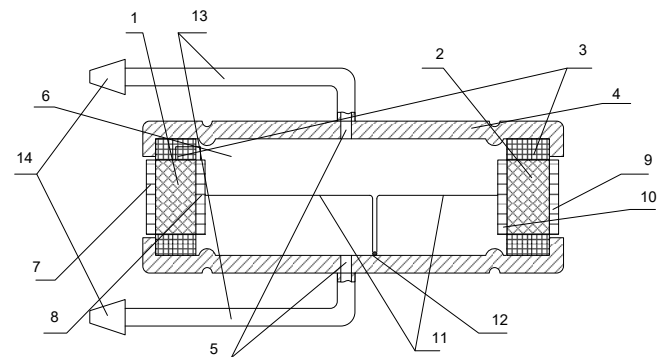


Рисунок 1 – Конструкція чутливого елемента

Електрохімічний генератор, що зображений на рисунку 1 складається із двох твердоелектролітних дисків 1 і 2 бокові поверхні яких покриті керамічним температурним демпфуючим матеріалом 3, герметично закріплені в металевій електропровідній трубці 4 з капіляром 5. Диски 1, 2 і трубка 4

утворюють опорний газовий простір 6, що промивається. На диску 1 нанесені електрод 7 і струмовідвід 8. При чому електрод 7 контактує з вимірювальним середовищем, а струмовідвід 8 з опорним газовим простором 6. На диску 2 виконані електрод 9 і струмовідвід 10 аналогічно з диском 1. Струмовідводи 8 і 10 виводами 11 з'єднані з електропровідною трубкою 4 за допомогою високотемпературного припою 12. Диск 1, електрод 7 і струмовідвід 8 утворюють кулонометричну електрохімічну зону. А диск 2, електрод 9, струмовідвід 10 і опорний газовий простір 6 утворюють потенціометричну електрохімічну зону. Капіляр 5 з'єднаний з каналом подачі кисню 13, що закінчується пристроєм пневматичного з'єднання 14. Необхідна робоча температура досягається за допомогою нагрівача. Усі деталі розміщені у корпусі. Нагрівач і корпус на кресленні не зображені.

Принцип роботи генератора. При підведенні напруги живлення до електроду 7 і струмовідводу 8 відбувається перезарядження подвійного електричного шару, та дозування кисню. На негативно зарядженому електроді 7 відбувається дисоціація молекулярного кисню на атоми, їх іонізація, що протікає на межі трьох фаз: твердоелектролітного диска 1, негативно зарядженого електроду 7 та газового середовища. Під дією електричного поля виникає дифузія кисню через твердий електроліт до позитивно зарядженого струмовідводу 8. На ньому іони кисню звільнюються від надлишкового заряду і відновлюються до молекулярного кисню, підвищуючи концентрацію кисню в опорному газовому просторі. Після подачі кисню, що дорівнює 8-10 об'ємам опорного газового простору середовище опорного газового простору повністю заповнюється киснем, утворюючи 100%-й електрод порівняння. При подачі газу молекули кисню контактують з вимірювальним електродом 9 потенціометричної електрохімічної зони, адсорбуються на його поверхні. Потім відбувається дисоціація молекулярного кисню на атоми і їх іонізація, що протікає на межі поділу трьох середовищ: твердо електролітного диска 2, вимірювального електроду 9, газового середовища, завдяки високій температурі твердого електроліту і каталітичним властивостям електрода 9. Утворені іони кисню, під дією різниці хімічних потенціалів між електродами 9 і 10, внаслідок іонної провідності твердого електроліту, утворюють рівноважний стан потенціометричної електрохімічної зони.

В результаті між електродами виникає е.р.с., що визначається рівнянням Нернста[4]:

$$E = \frac{RT}{nF} \ln(p_0^n / p_0^b)$$

(1)

Де E - е.р.с. Нернста, R - газова стала, T - температура, n - кількість електронів, необхідна для іонізації однієї молекули кисню, F - стала Фарадея,

p_0^n - парціальний тиск кисню в порівняльному газовому середовищі, p_0^b - парціальний тиск кисню в вимірювальному газовому середовищі.

Із (1) визначається

$$p_0^b = p_0^n \exp\left(-\frac{RT}{EnF}\right),$$

(2)

Запропонований генератор можна використовувати для отримання і виміру кисню, наприклад, контролю поточної атмосфери в побутових і технічних приміщеннях, в харчовій промисловості, в медицині. [4]

3. ВИСНОВКИ

З метою практичного використання результатів досліджень був розроблений електрохімічний генератор кисню з повітря для впровадження його у медицині. Чистота отриманого кисню (99,9 % об., кисень належить до категорії надчистого) дозволяє використовувати цей прилад для виробництва кисню надвисокої чистоти.

4. ЛІТЕРАТУРА

1. Патент України № 13376. Електрохімічний датчик / Таланчук П.М., Голубков С.П., Троц А.А.; заявл. 22.10.91.; опубл. 28.02.97.; Бюл. № 1
2. Патент України № 34543А. Електрохімічний датчик / Таланчук П.М., Герман М.С., Троц А.А. та інші; заявл. 05.02.98., опубл. 15.03.2001.; Бюл. № 2
3. Способ визначення складу газу / Таланчук П.М., Троц А.А.; патент Російської Федерації № 2028609 від 9 лютого 1995 р.
4. Електрохімічний електролізер водяної пари / В.Л. Гончарук, А.А. Троц, М.А. Троц, В.Г. Янів // Вісник університету «Україна». Серія «Сучасні інженерні технології. – 2013. – № 1(16). – С. 116–122.

HIGH-TEMPERATURE SOLID ELECTROLYTIC OXYGEN GENERATOR FOR MEDICAL PURPOSES

Oleksandr Stepaniuk, Mykola Bohomolov, Adam Trots Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, department of biomedical engineering"

NUBIP of Ukraine, department of reliability of technologies

Stepaniuk1998@gmail.com

Abstract —The technical design of the device for extraction of high concentration of oxygen (99.9%) from air by high-temperature electrochemical electrolysis using high-temperature solid electrolyte. The project allows receiving pure oxygen, which is suitable for use in medicine, provides full explosion safety, and also does not demand additional means for storage of the received oxygen.

Key words: solid electrolyte, electrolysis, oxygen generator, ultra-pure oxygen.

ПАЛИВНИЙ ЕЛЕМЕНТ НА ВОДІ ДЛЯ ВИКОРИСТАННЯ В МІКРОЕЛЕКТРОНІЦІ

Зорін Богдан Сергійович, Богомолів Микола Федорович, Троц Адам Адамович
 НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського», факультет біомедичної інженерії, кафедра біомедичної інженерії
 НУБіП України, факультет конструювання та дизайну, кафедра надійності техніки
 bogddannn1999@gmail.com

Анотація – Представлено розробку паливного елемента на основі протонпровідної мембрани, для якого паливом слугує вода. Коротко описано принцип функціонування та конструкцію.

Ключові слова: паливний елемент, протонобмінна мембрана, активний шар.

1. ВСТУП / INTRODUCTION

Останнім часом гостро постала проблема екологічних джерел енергії. Зокрема, важливими є портативні джерела енергії, в ролі яких наразі в більшості випадків виступають літій-іонні акумулятори. Для них притаманний ряд недоліків, які подолати вкрай важко:

1. низька щільність енергії;
2. погана робота і зменшення ємності в умовах низьких температур;
3. відносно швидка втрата ємності;
4. великий термін заряджання;
5. проблематична утилізація;
6. мала кількість циклів заряджання-розряджання.

Перспективним напрямком розвитку технологій екологічної енергетики є паливні елементи. Вони екологічні і не потребують тривалої зарядки, а можуть бути просто швидко заправлені. Їх ККД доволі високий і може сягати 80%, вони надійні і не містять великої кількості елементів.

До основних типів паливних елементів відносять:

1. Паливний елемент на твердому оксидному електроліті (Solid Oxid Fuel Cell (SOFC)),
2. Паливний елемент на основі розплавленого карбонату (Molten Carbonate Fuel Cell (MCFC)),
3. Паливний елемент з прямим окисненням метанолу (Direct Methanol Fuel Cell (DMFC)),
4. На основі фосфорної кислоти Phosphoric Acid Fuel Cell (PAFC),
5. Лужний паливний елемент (Alkaline Fuel Cell (AFC)),
6. Паливний елемент з протонно-обмінною мембраною (Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC) [3].

В даній роботі буде розглянуто елемент, для якого паливом слугує вода [1].

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА / MAIN PART

В паливному елементі протікає процес зворотного електролізу – за допомогою двох електродів, між якими знаходиться електроліт. На анод подається водень, а на катод – кисень. Для більш швидкого утворення іонів анод покривається каталізатором (ефективним рішенням є пориста платина).

Принципова будова водневого паливного елемента зображена на рисунку 1.

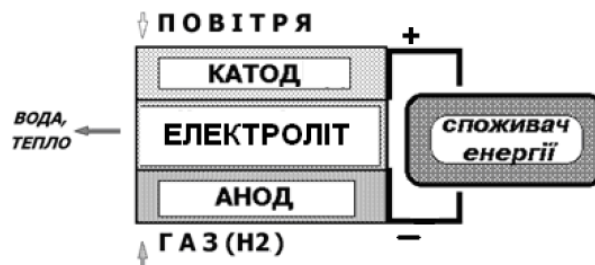


Рисунок 1 — Принципова будова водневого паливного елемента

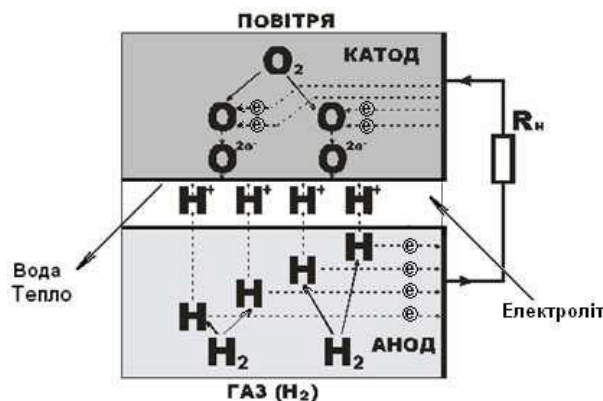
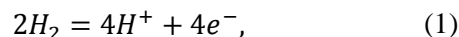


Рисунок 2 — Принцип роботи водневого паливного елемента

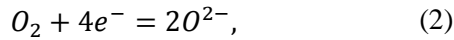
Принцип роботи паливного елемента полягає в утворенні протонів водню на активному шарі катодної частини [3]:



де H_2 – молекула водню; H^+ – іон водню; e^- – електрон.

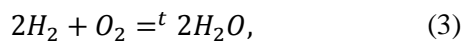
Від'єднання електронів спричиняється дрібнодисперсною платиною, яка виступає катализатором і нанесена на активний шар, основою якого є вуглецева тканина [4]. Від'єднані електрони прямують до катоду і через нього направляються в зовнішнє електричне коло.

З іншого боку мембрани електрони, витікаючи з аноду, іонізують кисень повітря під дією платинового катализатора:



де O_2 – молекула кисню; O^{2-} – іон кисню; e^- – електрон;

Тим часом, іони водню через протонобмінну мембрану прямують до аноду, де, відновлюючи кисень, утворюють воду, яка і є продуктом роботи паливного елемента:



Функціонування паливного елемента засновані на застосуванні протонобмінної мембрани. Конструкція паливного елемента є доволі простою і зображена на рис. 3.

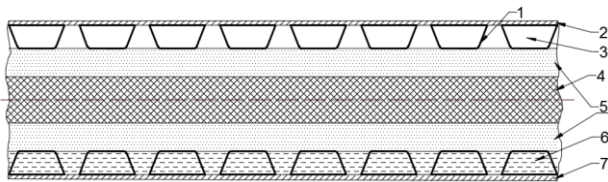


Рисунок 3 – Конструкція паливного елемента в розрізі: 1 – струмознімач; 2 – анод; 3 – повітря; 4 – протонпровідна мембрана; 5 – активний шар; 6 – вода; 7 – катод.

Загалом робота паливного елемента описується рівнянням Нернста (4):

$$E = E^0 + \frac{RT}{nF} \lg \frac{[A]}{[B]}, \quad (4)$$

де E^0 – стандартний електродний потенціал провідника; R – універсальна газова стала ($R = 8,31$ Дж/(моль · К)); T – абсолютна температура; F – число Фарадея ($F = 9,65 \cdot 10^4$ Кл · моль⁻¹); n – кількість електронів, що беруть участь у процесі; $[A]$ та $[B]$ – концентрації речовини, іони якої створюють струм на різних електродах [2].

Згідно рівняння Нернста (4) на електродах водневого елемента виникає е.р.с.:

$$E = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{RT}{nF} \ln \frac{C_1}{C_2}, \quad (5)$$

де $C_1 = 66,6\%$ – об'ємна частка водню у воді; $C_2 = 0,3\%$ – об'ємна частка водню у повітрі.

На першому електроді виникає потенціал φ_1 :

$$\varphi_1 = \frac{RT}{nF} \ln 66,6 = 0,053 \text{ (В)}.$$

На другому електроді виникає потенціал φ_2 :

$$\varphi_2 = \frac{RT}{nF} \ln 0,3 = -0,01515 \text{ (В)}.$$

Тоді напруга на електродах 2 і 3, як різниця потенціалів складає:

$$E_{H_2} = \varphi_1 - \varphi_2 = 0,053 + 0,015 = 0,068.$$

Напруга на електродах при стандартних умовах буде наступною:

3. ВИСНОВКИ / CONCLUSIONS

Отже, підсумовуючи, можна припустити, що такого типу паливний елемент може виявитись ефективним джерелом енергії. Він простий за соєю конструкцією, а паливо доступне і розповсюджене. Такий елемент живлення може знайти застосування в техніці, яка працює, наприклад, в польових умовах, або ж для неї бажаним є батарейне живлення, внаслідок вимог до низького рівня завод.

4. ЛІТЕРАТУРА / REFERENCES

1. Електрохімічний електролізер водяної пари. Гончарук В.Л., Троц А.А., Троц М.А., Янів В.Г. / Вісник університету «Україна». Серія «Сучасні інженерні Технології. №1(16). 2013 р. – С 116-122.
2. Фатеев В.Н., Фридман А.А., Баранов И.Е. / Электрохимия. 1994. Т. 30. С. 1256.
3. Mahlendorf F., Peinecke V., HEINZEL a., Ledjeff R. // Proc. of 18th Int. Power Sources Symp. Strafford-upon-Avon.: Leaterheard. 1993. P. 273.
4. Каталитический слой для обратимой ячейки электролизер-топливного элемента на основе твердого полимерного электролита. М.А. Цыпкин: дис. Кандидат химических наук: 20.00.05 – Электрохимия. Москва, 2000, 155 с.
5. Смирнова Е.В., Кошель Н.Д. Влияние носителя платинового катализатора на характеристики кислородно-водородного мембранного топливного элемента // Вопр. Химии и хим. технологии.–2013.–№ 2.– С. 134-138.
6. Чеботин В.Н. Электрохимия твердых электролитов / В.Н. Чеботин, М.В. Перфильев – М.: Химия, 1978 – 312 с.

FUEL CELL ON WATER FOR USING IN MICROELECTRONICS

Bohdan Zorin, Nicolas Bogomolov, Adam Troc
Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, department of
biomedical engineering”

NUBIP of Ukraine, department of reliability of
technologies

bogddann1999@gmail.com

Abstract – Development of fuel cell wich based on proton-exchange membrane and use water as fuel. Briefly described principle and construction.

Key words: fuel cell, proton-exchange membrane, active laye..

МОДЕЛЬ СТАРІННЯ ТА ОМОЛОДЖЕННЯ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЛЯ ПЛАТФОРМИ ANDROID

Яковина Віталій Степанович
Кафедра програмного забезпечення
Львів, Україна
Національний університет «Львівська політехніка»
ORCID: 0000-0003-0133-8591

Угриновський Богдан Володимирович
Кафедра програмного забезпечення
Львів, Україна
Національний університет «Львівська політехніка»
bohdanuhryn@gmail.com

Анотація - Представлено аналіз методів дослідження старіння та омолодження ПЗ. Охарактеризовано модель старіння та омолодження ПЗ для ОС Android. Запропоновано покращення моделі старіння та омолодження шляхом врахування фактору стану заряду батареї мобільного пристрою.

Ключові слова: старіння ПЗ, омолодження ПЗ, Марківський ланцюг, ОС Android

1. ВСТУП

Явище старіння програмного забезпечення (ПЗ) [1-3] полягає у погіршенні продуктивності системи та збільшенні частоти відмов, що спричинено накопиченням помилок у стані системи, збільшенням використання таких ресурсів як оперативна пам'ять та тривалим виконанням без перезавантажень. Поняття старіння ПЗ впроваджено в середині 90-х років ХХ століття [1, 4] та традиційно розглядається в контексті інженерії та надійності ПЗ [5]. Старіння ПЗ проявляється на різних типах систем та ПЗ, зокрема і в таких мобільних системах як Android [6].

Процес **омолодження ПЗ** [1] – це техніка активного запобігання і затримки старіння. Активне омолодження полягає у плануванні перезавантажень системних чи її компонентів на різних рівнях за певних умов та в оптимальний час, що дозволяє очистити накопичені помилки та зменшити використання ресурсів.

Можна виділити три основні напрями [3, 7, 8] методів досліджень старіння та омолодження ПЗ: аналітичні, емпіричні та гібридні.

Емпіричні методи дослідження [3, 7, 8] полягають у вимірюванні та аналізі індикаторів старіння реальних систем для того, щоб визначити, чи знаходиться система в стані, схильному до відмов через старіння ПЗ, для прогнозування часу до відмови через старіння та для планування процедури омолодження. Також, дослідження на основі вимірювань надають детальну інформацію про явища старіння в реальних системах, що корисно для кращого розуміння природи та масштабів старіння ПЗ.

Аналітичні методи дослідження [3, 7, 8] моделюють явище старіння ПЗ для того, щоб забезпечити абстрактне уявлення про нього і

зробити його застосовним для математичної обробки. Існує багато типових моделей старіння ПЗ, як правило, на основі ланцюгів Маркова.

Гібридні методи [3, 7, 8] дозволяють поєднати переваги підходів на основі моделей і вимірювань: описують явище аналітично, найчастіше за допомогою марковських моделей, і визначають параметри моделі за допомогою вимірювань системних показників.

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

Для ОС Android побудовано модель старіння та омолодження ПЗ [9], яка є комбінацією двох інших моделей, а саме моделі використання телефону користувачем та моделі старіння з та без виконання процедури омолодження. Ці моделі та їх комбінації побудовані у вигляді стохастичних мереж Петрі, на основі яких було згенеровано безперервні часові ланцюги Маркова.

Модель використання телефону користувачем описується двома можливими станами: Active (користувач користується телефоном) та Sleep (телефон в режимі очікування).

Модель старіння та омолодження складається з чотирьох станів: Young, Old, Recovering та Rebirth. Припускається, що телефон в момент ввімкнення перебуває в стані Young, тобто система продуктивна і ймовірність відмов через старіння дуже низька. Після тривалого часу виконання і використання телефону система переходить в стан Old. Із стану Old в моделі визначено перехід в стан Recovering, який означає перезапуск мобільного пристрою в ручному чи автоматичному режимі, що спричинений критично низьким рівнем продуктивності чи відмовою через старіння. Перезапуск повертає систему в стан Young.

Процедура омолодження відбувається в стані Rebirth, в який можна перейти зі стану Young. Основною завданням моделі при плануванні виконання процедури омолодження є визначення часу переходу в стан Rebirth, який попереджатиме перехід в стан Old. Важливим фактором у виборі оптимального часу є обмеження виконання процедури омолодження, якщо користувач в цей час використовує телефон, тобто телефон перебуває в стані Active, оскільки процедура омолодження в момент використання мобільного пристрою користувачем може негативно вплинути на досвід користувача, або

спричинити відмову (наприклад, якщо процедура омолодження перезавантажує критичні компоненти чи систему в цілому).

Побудована авторами модель дозволила їм визначити оптимальний час виконання процедури омолодження, хоча вхідні дані для неї були вибрані умовно і з багатьма спрощеннями і припущеннями. Розроблена ними модель може бути розширена та вдосконалена.

Ми пропонуємо розглянути фактор стану заряду батареї, оскільки мобільні пристрої залежать від ємності батареї і вразливі до збільшення інтенсивності розряду батареї. Ідея використання фактору заряду полягає в тому, що виконання процедури омолодження є неефективним і недоцільним в момент, коли батарея має критично низький заряд, тому що омолодження вже не дасть довготермінового ефекту. Також, планування виконання омолодження без врахування заряду може бути даремним, оскільки процедуру буде заплановано на час, коли батарея вже розрядиться. Додатковою перевагою виконання омолодження до настання критично низького заряду є те, що це може вплинути на відкладання цього стану, тому що зменшиться навантаження на систему і на споживання електроенергії.

Пропонується розглянути два варіанти моделей заряду батареї: повна і спрощена для проведення обчислень. Повну модель заряду батареї можна описати з допомогою чотирьох станів:

- 1) High Power – високий рівень заряду батареї;
- 2) Low Power – критично низький рівень заряду батареї при якому потрібно обмежити виконання процедури омолодження;
- 3) Charging – пристрій заряджається;
- 4) Off Power – пристрій повністю розряджений.

Стан Charging фактично не впливає на вибір виконання омолодження, тому що неможливо спрогнозувати перехід і тривалість перебування в цьому режимі. Тому пропонується замінити стани High Power і Charging на стан Stable Power, який означатиме достатній заряд телефону для проведення процедури омолодження.

Інтенсивності переходів між станами в цій моделі можуть бути обчислені на основі інформації про актуальний стан заряду батареї та прогнозованого часу до повного розрядження.

Обчисливши майбутню модель з урахуванням нового фактору стану заряду батареї, оптимальний час виконання процедури омолодження можна визначити за умов, коли ймовірність перебування в станах Active та Low Power є найнижчою.

Отже, в наступній роботі планується реалізувати і перевірити запропонований фактор стану заряду батареї. Також, важливо звернути увагу на проведення експериментальних досліджень розглянутої моделі старіння, які б враховували як модель, так і реальні дані системи.

3. ВИСНОВКИ

Наведений огляд та аналіз методів досліджень старіння та омолодження ПЗ, зокрема моделі старіння та омолодження для ОС Android. Запропоно-

вано врахувати фактор стану заряду батареї в існуючій моделі старіння та омолодження. Описано основні стани моделі заряду батареї та їх характеристики.

4. ЛІТЕРАТУРА

- 1 Huang Y., Kintala C., Kolettis N., and Fulton N. D., Software rejuvenation: Analysis, module and applications, Proc. of 25th Symposium on Fault Tolerant Computing, FTCS-25, Pasadena, California, 1995, 381–390. <https://doi.org/10.1109/FTCS.1995.466961>
- 2 Grotke M., Jr R. M., and Trivedi K. S., The fundamentals of software aging, in Proc. 1st Int. Workshop on Software Aging and Rejuvenation, IEEE 19th International Symposium on Software Reliability Engineering, 2008, 1–6.
- 3 Yakovyna V. S., Uhrynovskiy B. V., Software aging in the context of its reliability: issue overview, Scientific bulletin of Ukrainian National Forestry University, 2019, 29 (5), 123-128. (In Ukrainian) – <https://doi.org/10.15421/40290525>
- 4 Parnas D. L., Software aging, Proceedings of 16th International Conference on Software Engineering, 1994, 279-287. <https://doi.org/10.1109/ICSE.1994.296790>
- 5 Ahamad S., Study of software aging issues and prevention solutions, The International Journal of Computer Science and Information Security, 2016, 14(8), 307-313.
- 6 Cotroneo D., Fucci F., Iannillo A. K., Natella R., & Pietrantuono R., Software aging analysis of the android mobile os, IEEE 27th International Symposium on Software Reliability Engineering, 2016, 478-489. <https://doi.org/10.1109/ISSRE.2016.25>
- 7 Cotroneo D., Natella R., Pietrantuono R., & Russo S., A Survey of Software Aging and Rejuvenation Studies, ACM Journal on Emerging Technologies in Computing Systems, 2014, 10(1), article 8. <https://doi.org/10.1145/2539117>
- 8 Valentim N. A., Macedo A., & Matias R., A Systematic Mapping Review of the First 20 Years of Software Aging and Rejuvenation Research, IEEE International Symposium on Software Reliability Engineering Workshops (ISSREW), 2016 <https://doi.org/10.1109/ISSREW.2016.42>
- 9 Xiang J., Weng C., Zhao D., Tiana J., Xiong S., Lia L., Andrzejak A., A New Software Rejuvenation Model for Android, IEEE International Symposium on Software Reliability Engineering Workshops (ISSREW), 2018 <https://doi.org/10.1109/ISSREW.2018.00021>

SOFTWARE AGING AND REJUVENATION MODEL FOR ANDROID PLATFORM

Vitaliy Yakovyna
Software Department
Lviv Polytechnic National University
Lviv, Ukraine
ORCID: 0000-0003-0133-8591

Bohdan Uhrynovskiy
Software Department
Lviv Polytechnic National University
Lviv, Ukraine
bohduhryn@gmail.com

Abstract — Paper presents the analysis of research methods of software aging and rejuvenation. The model of software aging and rejuvenation for Android platform is described. Authors proposed to improve the model of software aging and rejuvenation by taking into account the battery charge of mobile device.

Key words: software aging, software rejuvenation, Markov chain, Android OS

РОЗРОБКА WEB-ДОДАТКІВ З ВИКОРИСТАННЯМ AMAZON WEB SERVICES

Янковський Дмитро Юрійович, Гнатушенко Володимир Володимирович
кафедра інформаційних систем та технологій

Національний технічний університет «Дніпровська політехніка»

Yankovskyi.D.Yu@nmu.one, Hnatushenko.V.V@nmu.one

Анотація - Представлено аналіз використання найпоширеніших хмарних платформ. Надано пропозицію щодо використання однієї з найбільш популярних платформ від компанії Amazon, Google та Microsoft. Розроблено web-додаток з розширеними користувальницькими налаштуваннями і легкою інтеграцією з сервером.

Ключові слова: AWS, Azure, GCP, web-додаток, сервіси, хмарні технології, платформа, безпека, обслуговування, сховище даних.

1. ВСТУП / INTRODUCTION

Хмарні сервіси — новітній вид мережових послуг, які дозволяють інформаційними засобами віртуального середовища розширити програмно-технічні ресурси комп'ютерного пристрою користувача. Поява хмарних сервісів стала можливою у процесі розвитку технологій хмарних обчислень, які реалізуються за умов динамічного масштабного доступу до розподілених зовнішніх мережових ресурсів [1].

2. ОСНОВНА ЧАСТИНА / MAIN PART

Хмарна платформа Amazon пропонує майже увесь функціонал в галузі хмарних обчислень. Їх хмарні сервіси дозволяють отримати простий доступ до обчислювальної потужності, зберігання даних або інших функцій, необхідних розробникам додатків. Окрім згаданих вище функцій, вони пропонують інструменти для розробників, інструменти управління, мобільні послуги та послуги додатків. Як ви можете зрозуміти, сервіси прикладних програм у поєднанні з обчислювальною та інфраструктурною базою даних є важливими компонентами для успішної команди розробників мобільних додатків. До основних переваг AWS можна віднести величезний досвід команд розробки та адміністрування систем. Що стосується можливостей управління та навичок розробників, то AWS має одні з найкращих талантів на ринку [2].

Подібно до хмарних сервісів AWS, Azure пропонує повний спектр рішень для потреб розробника додатків. Платформа дає вам можливість розгорнути та керувати віртуальними машинами. Ви можете обробляти та обчислювати будь-яку потужність, яка вам потрібна. Більше того, якщо вашому користувальницькому програмному забезпеченню потрібно запускати масштабні паралельні пакетні обчислення, воно теж має впоратися. Якщо ви шукаєте рішення, яке відрізняється швидкістю розгортання, експлуатації чи масштабованості, тоді ви можете обрати платформу Azure. Саме Azure є лідером за

швидкістю, коли справа стосується рішень хмарних обчислень.

Google Cloud Platform має безліч послуг для розробки web-додатків. Наприклад, при розробці мобільних додатків для підприємств, вас може зацікавити продукт App Engine. Він дозволяє розробнику створювати додатки, не маючи стосунків із сервером. Це повністю кероване рішення для розробки прикладних програм. Крім того, ви можете виконувати обчислення, зберігання даних, мережу та бази даних високого рівня за допомогою GCP. Оскільки GCP продовжує зростати в хмарній галузі, вони пропонують інший рівень безпеки. Google давно є лідером у безпеці на підприємстві, ви можете розраховувати на їх безпечні рішення.

3. ВИСНОВКИ / CONCLUSIONS

Надано детальну характеристику сучасних хмарних платформ AWS, Azure та Google Cloud. Для розробки сучасних web-додатків запропоновано використання продукту від компанії Amazon. Amazon Web Services має велику кількість сервісів, які можуть стати у нагоді при розробці. Також AWS надає більш детальну документацію яка дозволяє розробникам швидше розпочати роботу над додатками. Розроблено web-додаток з розширеними користувальницькими налаштуваннями і легкою інтеграцією з сервером.

4. ЛІТЕРАТУРА / REFERENCES

- 1 Sandeep Bhowmik, Cloud Computing 2017; 19-36.
- 2 Scott Carey, [AWS vs Azure vs Google Cloud: What's the best cloud platform for enterprise?](#)

DEVELOPMENT OF WEB-APPLICATIONS USING AMAZON WEB SERVICES

Yankovskyi Dmytro Yuriiovych, Hnatushenko Volodymyr Volodymyrovich

Department of Information Systems and Technologies
Dnipro University of Technology

Yankovskyi.D.Yu@nmu.one, Hnatushenko.V.V@nmu.one

Abstract — *The analysis of widely used cloud platforms. Proposal was made to use one of the most popular platforms which are provided by Amazon, Google and Microsoft. The web-application was expanded with extensive coristuvualnosti and easy integration with the server.*

Key words: AWS, Azure, GCP, web-application, services, cloud technologies, platform, security, service, data storage.

БУДУЩИЕ СРЕДСТВА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ ТРЕБУЮТ НЕ ЧИСЛОВЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Вышинский Виталий Андреевич,

д.т.н., ведущий научный сотрудник Института кибернетики имени В.М. Глушкова НАН Украины. Киев, Украина vyshinskiy@ukr.net

Аннотация: Вот уже почти восемьдесят лет конструкторы компьютеров «завязли» в арифметике чисел. В последнее время в Computer science сложилась ситуация, когда машинная обработка информации обязательно должна быть сведена к операциям над действительными числами. Пользователь компьютером уже давно приучен к тому, что решение любой его задачи непременно необходимо свести к арифметике. В то же время, наблюдая за природой, приходится видеть, что живая материя переполнена информационными технологиями, и все они отнюдь не имеют дело с битами, кубитами, числами. Числовая обработка присуща только той форме человеческого мышления, которое имеет место на вербальном уровне, т.е. оно основано на его естественном языке. Уход конструкторов от поиска аналогов естественных информационных технологий, которые «освоила» природа наносит непоправимый вред развитию компьютерного машиностроения. Этой проблеме посвящены тезисы доклада, намечены пути выхода из такого тупика в развитии Computer science.

Ключевые слова: алгебра, число, машинная арифметика, поколение компьютеров, элементная база

К первому поколению электронных вычислительных машин (ЭВМ) относили машины, изготовленные на ламповых элементах. В качестве примера можно привести американский ламповый компьютер (дифференциальный анализатор), а также запатентованную в СССР в 1948 году И.С. Бруком и Б.И. Рамеевым ЭВМ на лампах. К следующему второму поколению приходится машины на навесных полупроводниковых приборах. Третье поколение связывают с интегральными схемами – собственной элементной базе вычислительной техники (ВТ). Ведь, и лампы и полупроводники компьютерщиками взяты из радиотехники, которые в компьютерах оказались в непривычном своем применении. Дело в том, что радиотехнические активные элементы (лампы и полупроводники) имеют пологую вольтамперную характеристику так необходимую для усиления аналоговых радиотехнических сигналов. Что относится к компьютерам, то для них требуются те же элементы, но только с крутой такой же характеристикой необходимой, в этом случае, для увеличения частоты срабатывания вычислительных схем. Это последнее позволяет увеличивать производительность работы компьютера. Существенное повышение интеграции полупроводников в микросхеме привело уже к

созданию компьютеров, которые стали относить к четвертому поколению. Итак, основным и главным признаком в поколениях средств ВТ принято считать элементную базу, на которой изготовлен компьютер. В те далекие времена (70-е, 80-е года) многие ученые высказывали мнение, что для собственной элементной базы компьютеров, основанной на микроэлектронной технологии, следует уже искать и присущую им информационную технологию. В то время японские специалисты видели будущее ВТ в пятом поколении, которое должно содержать целое семейство, состоящее из нескольких компьютеров, каждый из которых представляет вариант, взятый из предшествующего опыта компьютерного строения. Например, один из них представляет обычную машину с последовательной неймановской структурой, другой – параллельной матричной структурой, третий, удовлетворяющий условиям работы в реляционной базе данных, и тому подобное. В академическом институте кибернетики (г. Киев) ее директор академик В.М. Глушков считал, что вслед за третьим поколением должны «идти» вычислительные средства, приспособленные к микроэлектронной элементной базе, но построенные уже на новой универсальной информационной технологии, которая заменит классическую арифметику действительных чисел. Еще при его жизни такая информационная технология была разработана, и об этой новинке в Computer science, было проинформировано научное сообщество в бывшем СССР. В качестве минимальной обрабатываемой информации на уровне машинных операндов в такой технологии выступает элемент ассоциативной алгебры, а машинных команд – соответствующие ей операции. По существу предлагался компьютер для математика – ведь в качестве самого нижнего уровня язык в машине представляет аппаратную реализацию естественного языка математика. Эта реализация осуществляется за счет аппаратной поддержке выполнения в машине операций алгебры матриц, к которой, на основе математического аппарата регулярного матричного представления, сводятся все известные ассоциативные алгебры, часто используемые в практике организации вычислительного процесса пользователем машины. К ним следует отнести операции алгебры полиномов, алгебры рядов Фурье, алгебры действительных чисел, комплексных чисел, гиперкомплексных чисел и др. ассоциативных алгебр. Багаж программного обеспечения, наработанный предшествующими поколениями машин пригоден и для предлагаемого

компьютера. Это следует из того, что современное программное, прежде всего, пользовательское обеспечение рассчитано на обработку информации в алгебре действительных чисел, которая имеет регулярное матричное представление, а значит – ее операции посредством отображения на алгебру матриц приобретают свойства команд этой новой машины. В развитии средств обработки информации следует обратить внимание на один из законов-постулатов, который входит систему постулатов, являющейся решением шестой проблемы Д. Гильберта. Содержание этого постулата отображает известное явление в природе, согласно которому любое материальное или информационное количественное накопление всегда переходит в, хорошее, либо плохое для пользователя, но новое качество. В случае создания новых суперкомпьютеров появляется гипотетическая возможность сосредотачивать, во время вычислительного процесса, несметное количество информации, представленной в минимальных ее единицах битах. Такая возможность следует из того, что в новой элементной базе на сбережение, трансляцию и обработку в этих минимальных единицах существенно обесценены, т.е. требуют мизерные энергетические и аппаратурные затраты. С позиций экономии эта особенность весьма привлекательна, но вот оказывается они (затраты) становятся соизмеримыми с энергетическими помехами, а это обстоятельство полностью перечеркивает использование технологий представленных в таких устаревших информационных единицах, как бит. В результате возникает существенная необходимость поиска информационных технологий, которые обходили бы эту естественную проблему, ведь живая природа ее обошла и прекрасно оперирует с весьма широким диапазоном данных, не представленных в битовом измерении. Упреждая дальнейший ход мыслей, для освещения которых требуются более широкие возможности, нежели краткие строки тезисов настоящего доклада, отметим, что успешное решение рассматриваемой проблемы, нуждается в совершенно новой модели материального мира, в котором мы собираемся создавать средства обработки информации нового поколения. Исследования показали, что такую модель следует почерпнуть у природы, и она абсолютно не будет схожей с нашим представлением об окружающем мире через «призмы» теории относительности и квантовой физики, которые упорно уводят человечество в сторону от материальной действительности.

БІОМЕДИЧНИЙ ДОЗАТОР НА ОСНОВІ НАСОСУ ІЗ ЗДВОЄНИМ ПОРШНЕМ ПОСТІЙНОЇ ДІЇ

БОГОМОЛОВ М.Ф., к.т.н., доцент

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

ТРОЦ А. А., к.т.н., доцент

Національний університет біоресурсів та природокористування, Київ, Україна

Поршневыми насосами перекачуют любые по вязкости жидкости. Ними удобно пользоваться для перекачивания невеликой количества жидкости при высоких и резко переменных напорах в условиях постоянной их выработки. В насосах, в которых создают давление до нескольких десятков атмосфер, используют дисковые поршни. Их и называют поршневыми насосами. В насосах, в которых создается давление до нескольких сот атмосфер, используют вместо дисковых поршней плунжеры – длинные цилиндрические штоки. Такие насосы называют плунжерными насосами [1].

До основных частей поршневого насоса (Рис. 1) относятся: цилиндр с поршнем или плунжером, клапанная коробка, всасывательный и нагнетательный клапаны и трубопровод.

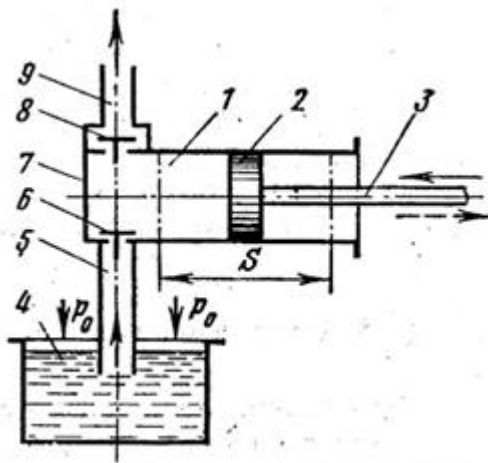


Рис. 1. Схема поршневого насоса.

Робочий орган насосу – поршень 2, з'єднаний штоком 3 з кривошипним механізмом, здійснює всередині циліндра 1 зворотно-поступальні рухи. Два хода поршня (всмоктувальний і нагнітальний), що здійснюються при одному оберті валу кривошипного механізму, називають одним подвійним ходом поршня.

В клапанній коробці розміщені клапани – всмоктувальний 6 і нагнітальний 8. Простір між поршнем і клапанами називають робочою камерою 7 насоса. Всмоктувальна труба 5 через всмоктувальний клапан 6 з'єднує робочу камеру з нижнім резервуаром 4, а нагнітальна трубка 9 через нагнітальний клапан 8 – з верхнім резервуаром, із якого рідина надходить до місця споживання.

Для підвищення продуктивності насосу за один цикл ходу поршня запропоновано новий принцип будови, який забезпечує безперервну закачку-викачку рідини або газу за рахунок використання зведеного поршня (Рис. 2).

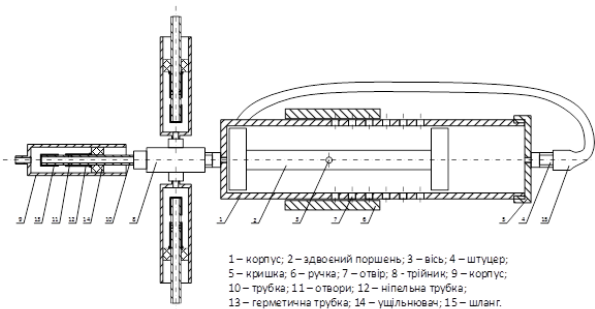


Рис. 2. Насос в зборі.

За рахунок використання двох клапанів прямої дії та двох клапанів зворотної дії

при прямому ході здвоєного поршня відбувається викачка рідини або газу з першої камери та закачка рідини або газу в другу камеру. При зворотньому ході здвоєного поршня навпаки відбувається закачка рідини або газу в першу камеру та викачка рідини або газу з другої камери. Виходи зпершої і другої камер через штуцер -трійник з'єднані з приймаючим об'ємом. Така будова насосу забезпечує неперервну подачу рідини або газу з базового об'єму в приймаючий. При використанні двох базових об'ємів дозволяє отримувати суміші з двох різних рідин або газів і використовуватись як дозатор двох сумішей.



Рис. 3. Зовнішній вигляд насосу.

Експериментальний зразок виготовлений з медичних деталей зі шкалами об'ємів першої та другої камер, що дозволяє точне дозування рідин або газів в приймаючий об'єм. При необхідності створення різнопроцентних сумішей використовується здвоєний поршень з необхідними діаметрами відповідних поршнів та, відповідних процентному складу суміші, об'ємів першої і другої камер.

Перелік посилань

1. <https://sites.google.com/site/osnoviteplotehnikitagidravliki/rozdil-persij-osnovi-gidravliki-i-nasosi/-3-nasosi/3-3-budova-i-princip-diie-ob-umnih-nasosiv>

ШВИДКОДІЮЧИЙ АВТОМАТИЗОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД МЕХАНІЗМУ КОЛИВАНЬ ВИРОБУ ПРИ ЕЛЕКТРОДУГОВОМУ НАПЛАВЛЕННІ

Лебедєв В.О.

головний конструктор «Дослідного конструкторсько-технологічного бюро ІЕЗ імені Є. О.

Патона НАН України»

Халімовський О.М.

кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

НТУУ «КПІ ім. І.Сікорського

o.khalimovskyy@ukr.net

Шишка Д.В.

Студент

НТУУ «КПІ ім. І.Сікорського

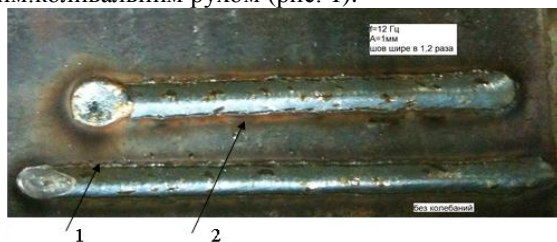
Анотація – Розроблено систему автоматичного керування коливанням платформи з виробом для технологічного процесу електродугового наплавлення. Представлено порівняльний аналіз результатів моделювання систем з приводом на базі вентильного двигуна постійного струму, які відпрацьовують коливання з заданими частотою і кутом відхилення платформи з виробом відносно вертикальної вісі.

Ключові слова: електропривод, електрозварювання, автоматизація, механізм коливань, дугове зварювання, вентильний двигун.

1. ВСТУП

Сучасне обладнання для механізованого і автоматичного дугового зварювання та наплавлення є досить складним типом обладнання із специфічними особливостями системами та агрегатами [1, 2].

Основні види цього обладнання постійно вдосконалюються. Для забезпечення характерних рухів елементів технологічного обладнання використовується широкий спектр різних систем електроприводів, як постійного, так і змінного струму. Результати експериментальних досліджень з використання коливальних періодичних рухів деталі при електродуговому наплавленні підтвердили актуальність розробки системи автоматичного керування цим коливальним рухом (рис. 1).



Результати порівняння: 1–без коливань; 2–з коливаннями

Рисунок 1 – Порівняння експериментальних результатів наплавки

Технологічна схема механізму представлена на рис. 2.

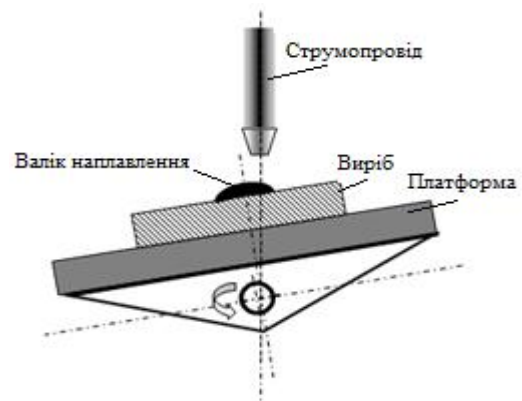


Рисунок 2 – Технологічна схема механізму

2. РОЗРОБКА СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ

Для забезпечення руху платформи з виробом розроблено математичні моделі двох систем. При виконанні синтезу систем автоматичного керування (САК) використовувався математичний опис [3] руху вентильного двигуна постійного струму (BLDC (Brushless DC) Motor).

Синтез систем виконувався за принципом підпорядкованого регулювання координат з використанням стандартних налаштувань [3, 4, 5]. У контурах струму обох систем використовувався релейний регулятор струму. Апроксимація контуру струму виконувалась методом математичного моделювання при застосуванні структурної схеми контуру представленої на рис. 3.

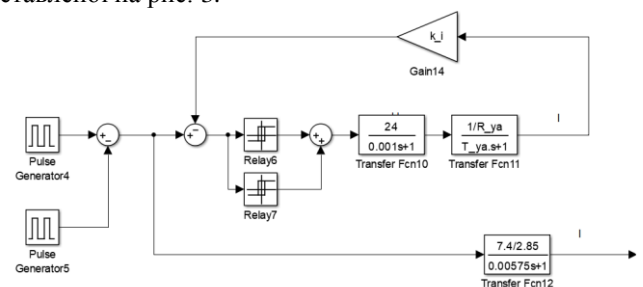


Рисунок 3 – Структурна схема контуру струму з релейним регулятором струму

де: R_{ya} – опір якоря двигуна, T_{ya} – стала часу якоря двигуна, k_i – коефіцієнт зворотного зв'язку по струму.

В результаті апроксимації контуру струму отримано передаточну функцію у вигляді:

$$W_i(p) = \frac{k_i}{T_i(p) + 1} = \frac{2.6}{0.00575 + 1}$$

Контур швидкості у САК швидкості (САКШ) налаштовувався на симетричний оптимум. У результаті синтезу було отримано ПІ регулятор контуру швидкості. При дослідженні перехідних процесів САКШ сигнал завдання формувався блоком генератора імпульсів бібліотеки Matlab/Simulink. Контур положення триконтурної САК положення (САКП) налаштовувався на модульний оптимум.

и керування швидкістю При виконанні процедури синтезу систем використовувались Результати моделювання обох систем представлені на рис. 4, рис. 5.

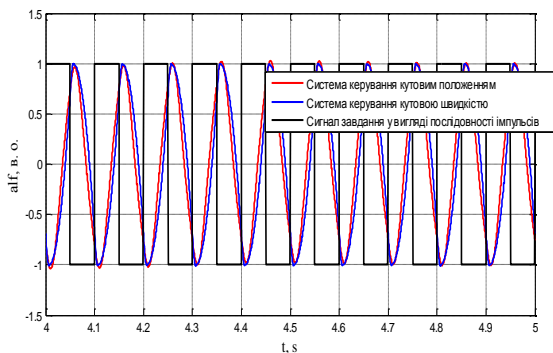


Рисунок 4 – Перехідні процеси відпрацювання кутового положення систем при сигналі завдання сформованим генератором імпульсів

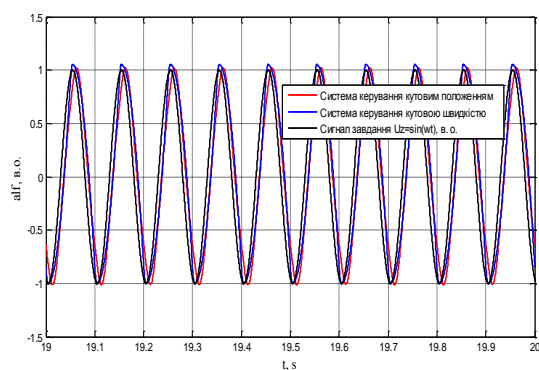


Рисунок 5 – Перехідні процеси відпрацювання кутового положення систем при сигналі завдання $U_z = \sin \omega t$

Аналіз результатів моделювання САК швидкості та САК положення показав можливість використання обох систем для відпрацювання коливального руху платформи із виробом. Збільшення сталої часу в САКП порівняно із сталою часу САКШ не впливає на технологічну якість процесу наплавки, тому що основною вимогою забезпечення якості наплавки є відпрацювання заданих частоти коливань та кута відхилення платформи від вертикальної вісі.

Технічна реалізація САКШ для відпрацювання заданих кутів відхилення платформи у процесі електродугового наплавлення пов'язано додатково з встановленням кінцевих вимикачів, що робить таку систему більш складною порівняно із системою керування положенням.

3. ВИСНОВКИ

Аналіз результатів перехідних процесів обох САК підтвердив можливість їх застосування для відпрацювання періодичних коливань заданих кутів відхилення від вертикальної вісі із заданою частотою. Технічна реалізація САКШ є більш складною, порівняно з технічною реалізацією САКП, тому що передбачає додатково встановлення кінцевих вимикачів.

4. ЛІТЕРАТУРА

1. Патон Б.Е., Лебедев В.А., Полосков С.И., Лендел И.В. Использование механических импульсов для управления процессами автоматической и механизированной сварки плавящимся электродом // Сварка и диагностика. — 2013. — №6. - С.16 – 20.
2. Лебедев В.А., Гулый М.В. Быстродействующий вентильный электропривод для оборудования механизированной дуговой сварки // Мехатроника. Автоматизация, Управление. 2014. №6. С.47-51.
3. Быстродействующий вентильный электропривод для оборудования механизированной дуговой сварки. Лебедев В.А., докт. техн. наук, ИЭС им. Е.О. Патона НАН Украины (г. Киев), Гулый М. В. канд. техн. наук ООО «Электротехника - Новые технологии» (г.Одесса).
4. Теория электропривода: Учеб. для вузов.— 2-е изд. перераб. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 2001 • — 704 с.: ил.
5. Зайцев Г.Ф., Костюк В.И., Чинаев П.И. Основы автоматического управления и регулирования / Г.Ф.Зайцев, В.И.Костюк, П.И. Чинаев / Киев, «Техніка», 1977. 472 с.

HIGH-SPEED AUTOMATED ELECTRIC DRIVE OF THE PRODUCT VIBRATION MECHANISM DURING ARC SURFACING

Lebedjev V.O.

Chief Designer, Sf «Experimental Design-Technological Office of the E.O. Paton Electric Welding Institute of National Academy of Sciences of Ukraine»

Khalimovskyy O.M.

Department of Automation of electromechanical systems and the electrical drive

NTUU «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»

o.khalimovskyy@ukr.net

Shyshka D.V.

Student

NTUU «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»

Abstract — A system of automatic control of platform oscillations with a product for the technological process of electric arc surfacing has been developed. The comparative analysis of results of modeling of systems with the drive on the basis of the valve motor of a direct current which work off fluctuations with the set frequency and an angle of deviation of a platform with a product concerning a vertical axis is presented.

Key words: electric drive, electric welding, automation, oscillation mechanism, arc welding, motor

АВТОМАТИЗОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД ДОЗОВАНОЇ ІМПУЛЬСНОЇ ПОДАЧІ ЕЛЕКТРОДНОГО ДРОТУ ОБЛАДНАННЯ ДЛЯ МЕХАНІЗОВАНОГО ЗВАРЮВАННЯ ТА НАПЛАВЛЕННЯ

Лебедев В.О.

головний конструктор «Дослідного конструкторсько-технологічного бюро ІЕЗ імені Є. О. Патона НАН України»

Халімовський О.М.

кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

НТУУ «КПІ ім. І.Сікорського

o.khalimovskyy@ukr.net

Дубовчук В.В.

Студент

НТУУ «КПІ ім. І.Сікорського

Анотація – Результати моделювання математичної моделі системи керування процесом зварювання в структурі якої сигнал завдання для підсистеми керування швидкістю подачі спеціальним високомоментним швидкодіючим вентильним електродвигуном формується у моменти часу досягнення струмом зварювання заданої величини підтвердили наявність автоколивального режиму в її роботі.

Ключові слова: електропривод, струм зварювання, дозована подача, вентильний двигун, синтез

1. ВСТУП

Одним з перспективних напрямків розвитку систем автоматичного керування процесом електродугового зварювання є напрямок розвитку систем з самоналаштуванням за параметрами зварювальної дуги [1, 2]. Експериментальні дослідження підтвердили можливість отримання автоколивального режиму роботи системи керування процесом зварювання для забезпечення якісних показників властивостей продукту наплавлення. Функціонування системи в такому режимі дозволяє спростити її технічну реалізацію та отримати якісні кінцеві продукти технологічного завдання.

2. РОЗРОБКА СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ ПРОЦЕСОМ ЗВАРЮВАННЯ

Технологічна схема процесу зварювання представлена на рис. 1.

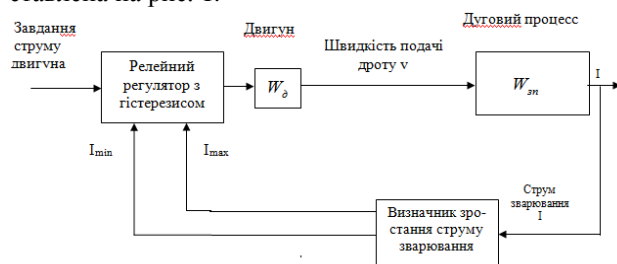


Рисунок 1 – Технологічна схема процесу зварювання

Для визначення частоти та амплітуди автоколи-

вань в системі керування з урахуванням особливостей технологічного процесу [3, 4] було розроблено структурну схему керування системи. Структурна схема системи керування імпульсною подачею електродного дроту з урахуванням величин струмів перемикавання представлена на рис. 2

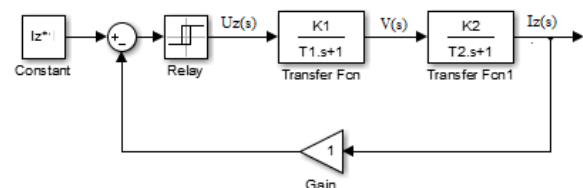


Рисунок 2 – Система керування процесом зварювання

Математичний опис процесу зварювання представлено у вигляді добутку двох аперіодичних ланок першого порядку. Математичний опис підсистеми керування лінійною швидкістю подачі вентильного двигуна представлено у вигляді аперіодичної ланки першого порядку

$$W_{un}(s) = \frac{U_z(s)}{v(s)} = \frac{K_1}{T_1 s + 1}, \quad (1)$$

де: $U_z(s)$ – підсистеми керування швидкістю вентильного двигуна; $v(s)$ – лінійна швидкість подачі електродного дроту.

Передаточна функція отримана в результаті синтезу контуру швидкості двоконтурної системи керування швидкості при налаштуванні контуру швидкості на модульний оптимум. На підставі аналізу експериментальних досліджень залежність струму зварювання від лінійної швидкості подачі електродного дроту у першому наближенні представлено передаточною функцією виду

$$W_{zn}(s) = \frac{I(s)}{v(s)} = \frac{K_2}{T_2 s + 1}, \quad (2)$$

де: $I(s)$ – струм зварювання.

Результати моделювання системи підтвердили наявність автоколивань у системі керування процесом зварювання. Як наслідок (рис. 3), відбувається

циклічна (імпульсна) подача електродного дроту з подачею за один імпульс в межах $L_{imp} \leq 0.0025\text{ м}$, що відповідає вимогам технологічного процесу зварювання.

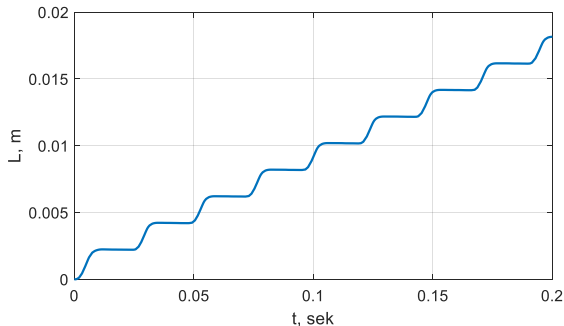


Рисунок 3 – Лінійне переміщення електродного дроту

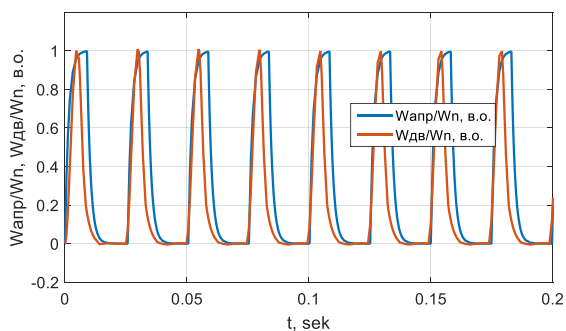


Рисунок 4 – Швидкість двигуна $w_{апр}/w_n$ у системі з апроксимованою ланкою САК швидкості, та швидкість двигуна $w_{дв}/w_n$ у системі з моделлю САК швидкості вентильного двигуна, (в.о)

Методом Л.С. Гольдфарба [5, 6] для системи (рис. 2) було визначено амплітуду та частоту автоколивань імпульсної подачі електродного дроту

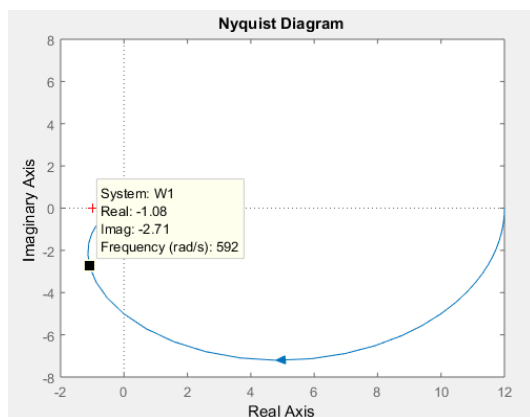


Рисунок 5 – Діаграма Найквіста для визначення параметрів автоколивань лінеаризованої системи

Амплітуда автоколивань, що отримана при гармонічній лінеаризації практично збігається з амплітудою коливань отриманої при моделюванні системи для заданої величини завдання. Відхилення становить менше 1%. Відхилення частоти автоколивань розрахованої при лінеаризації від дійсної для початкових умов складає 5%.

3. ВИСНОВКИ

Розроблена математична модель системи керування процесом зварювання дозволяє з достатньою точністю відтворити імпульсний рух електродного дроту для керованого перенесення електродного металу.

Визначення амплітуди та частоти лінеаризованої системи дозволяє оцінити технологічні параметри роботи нелінійної системи на етапі її проектування. Для підтвердження доцільності подальшої розробки систем автоматичного керування з самоналаштуванням, необхідно визначити критерії, які будуть покладені в основу алгоритму функціонування таких систем.

4. ЛІТЕРАТУРА

1. Бадьянов Б.Н. Некоторые проблемы технологии сварки на рубеже веков // Сварочное производство. 2000. - № 1. - С. 8-11.
2. Лебедев, В. А. Современное механизированное оборудование для сварки и наплавки и его технико-технологические возможности / В. А. Лебедев, С. Ю. Максимов. К.: Основа. 2012. 392 с.
3. Лебедев В.А., Гулый М.В. Быстродействующий вентильный электропривод для оборудования механизированной дуговой сварки // Мехатроника. Автоматизация, Управление. 2014. №6. С.47-51.
4. Лебедев, В. А. Способы управления подачей электродной проволоки при дуговой механизированной сварке и наплавке / В. А. Лебедев, Г. В. Жук, С. В. Драган // ЗНП НУК. 2017, № 4. С. 43–52.
5. Попов Е.П. Теория нелинейных систем автоматического регулирования и управления / Е.П. Попов, – М.: Наука.1988. -256с.
6. Зайцев Г.Ф., Костюк В.И., Чинаев П.И. Основы автоматического управления и регулирования / Г.Ф.Зайцев, В.И.Костюк, П.И. Чинаев / Киев, «Техніка», 1977. 472 с.

AUTOMATED ELECTRIC DRIVE OF DOSED PULSE SUPPLY OF ELECTRODE WIRE EQUIPMENT FOR MECHANIZED WELDING AND SURFACING

Lebedjev V.O.

Chief Designer, Sf «Experimental Design-Technological Office of the E.O. Paton Electric Welding Institute of National Academy of Sciences of Ukraine»

Khalimovskyy O.M.

Department of Automation of electromechanical systems and the electrical drive

NTUU «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»

o.khalimovskyy@ukr.net

Dubovchuk V.V.

Student

NTUU «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»

Abstract — The results of modeling the mathematical model of the welding process control system in the structure of which the task signal for the feed rate control subsystem by a special high-torque high-speed valve motor is formed when the welding current reaches a given value confirmed the presence of self-oscillating mode in its work.

Key words: electric drive, welding current, pulse feed, valve motor, synthesis

ДЛЯ ПОДАТОК

ДЛЯ ПОДАТОК

XX ЮВІЛЕЙНА

МІЖНАРОДНА НАУКОВО-ТЕХНІЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ

"ВИМІРЮВАЛЬНА ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНА ТЕХНІКА В ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСАХ" (ВОТТП-2020)

26 – 29 червня 2020

Підписано до друку 21.06.2020. Формат 60×90/8.
Папір офсетний. Гарнітура Times New Roman. Друк цифровий.
Ум. друк. арк. 8,8. Наклад 50 прим.

Надруковано у ФОП Бондаренко М.О.
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до державного реєстру видавців
ДК № 4684 від 13.02.2014 р.
м. Одеса, вул. В.Арнаутська, 60,
т. +38 0482 35 79 76, info@aprel.od.ua