

ISSN 2220-6922

**ПРОБЛЕМИ**

ЕЛЕКТРОННЕ НАУКОВЕ ФАХОВЕ ВИДАННЯ ХНУРЕ

**ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ**

[http:// pt.journal.kh.ua](http://pt.journal.kh.ua)

● №2 (23) ● 2018 ●



**ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ  
УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ**



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

ЕЛЕКТРОННЕ НАУКОВЕ ФАХОВЕ ВИДАННЯ  
ЖУРНАЛ «ПРОБЛЕМИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ»

• №2 (23) • 2018 •

Журнал включено до переліку спеціалізованих видань ВАК України з технічних наук, постанова президії Вищої атестаційної комісії України від 10 березня 2010 року №2-05/2. Поновлено в Переліку наукових фахових видань України 28 грудня 2017 р. наказом № 1714.

Рекомендовано рішенням редколегії е-журналу «Проблеми телекомунікацій» Харківського національного університету радіоелектроніки (ХНУРЕ), протокол № 5 від 27 грудня 2018 року.

Відповідальність за зміст статей покладається на авторів.

**Редакційна колегія:**

**В.о. головного редактора:**

*Лемешко Олександр Віталійович* (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ).

**Члени редколегії:**

*Gomes Teresa* (PhD in Electrical engineering, University of Coimbra, Portugal);

*Gustavsson Rune* (PhD, Professor emeritus, KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden);

*Jo Minho* (PhD, Professor, Korea University, Seoul, Korea);

*Segeč Pavel* (Doc. Ing., PhD, University of Žilina, Žilina, Slovakia);

*Tutschku Kurt* (Prof. Dr., Professor, Blekinge Institute of Technology, Karlskrona, Sweden);

*Yatskiv Irina* (Dr.Sc.Ing., Professor, Transport and Telecommunication Institute, Riga, Latvia);

*Агеев Дмитро Володимирович* (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ);

*Безрук Валерій Михайлович* (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ);

*Беркман Любов Наумівна* (доктор технічних наук, професор, Державний університет телекомунікацій);

*Васюта Костянтин Станіславович* (доктор технічних наук, професор, Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба);

*Гаркуша Сергій Володимирович* (доктор технічних наук, професор, Полтавський університет економіки і торгівлі);

*Василишин Володимир Іванович* (доктор технічних наук, доцент, Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба);

*Дуравкін Євген Володимирович* (доктор технічних наук, доцент, ХНУРЕ)

*Євсєєва Оксана Юріївна* (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ);

*Єременко Олександра Сергіївна* (кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, ХНУРЕ);

*Климаш Михайло Миколайович* (доктор технічних наук, професор, Національний університет «Львівська політехніка»);

*Коляденко Юлія Юріївна* (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ);

*Лошаков Валерій Андрійович* (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ);

*Олійник Володимир Филімонович* (доктор технічних наук, професор);

*Серков Олександр Анатолійович* (доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»);

*Стрелковська Ірина Вікторівна* (доктор технічних наук, професор, Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова);

*Титаренко Лариса Олександрівна* (доктор технічних наук, професор, Університет зеленогурський).

**Відповідальний за випуск:**

доктор технічних наук, професор *Лемешко О.В.*

**Адреса редакційної колегії:** Харківський національний університет радіоелектроніки,  
головний корпус, ауд. 305а,  
проспект Науки, 14, Харків, 61166,  
тел. (57) 702-13-20, e-mail: [pt-info@journal.kh.ua](mailto:pt-info@journal.kh.ua)

Передрукування та використання матеріалів,  
опублікованих в журналі, можливо тільки з дозволу редколегії

© Харківський національний  
університет радіоелектроніки, 2018

## **ЗМІСТ**

### **БЕЗПРОВОДОВІ МЕРЕЖІ ТА ТЕХНОЛОГІЇ**

*МОСКАЛЕЦЬ М.В., СЕЛІВАНОВ К.О.* Аналіз ефективності методів просторово-часової обробки сигналів в системах мобільного зв'язку

*ЛЕМЕШКО А.В., АЛ-ДЖАНАБИ Х.Д.К., ОЛЕНИЧ А.В., ГАЛАЙБА С.А.* Експериментальне дослідження методу розподілу ресурсу нисходячого каналу WiMAX з допомогою пакета імітаційного моделювання Simulink

*КОЛЯДЕНКО Ю.Ю., ЧУРСАНОВ Н.А.* Метод прогнозу електромагнітної обстановки в мережах мобільної зв'язки з використанням фільтра Калмана-Бьюсі

### **ОБРОБКА СИГНАЛІВ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ**

*ОДЕГОВ Н.А.* Апроксимація оптичних сигналів короткими імпульсами лазера в формі гіперболического секанса

### **УПРАВЛІННЯ ТРАФІКОМ ТА МАРШРУТИЗАЦІЯ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ**

*ЛЕБЕДЕНКО Т.М., МОКРЯК А.А., СИМОНЕНКО О.В., ЧЕРКАСОВ А.В., ВЛАСЕНКО А.О.* Вдосконалення та дослідження методу збалансованого управління чергами на інтерфейсах маршрутизаторів телекомунікаційної мережі

*НЕВЗОРОВА О.С., ЄВДОКИМЕНКО М.О.* Особливості реалізації дворівневого методу маршрутизації на контролері з багатоядерною архітектурою в програмно-конфігурованій мережі

### **БЕЗПЕКА МЕРЕЖНИХ РІШЕНЬ**

*ЩЕРБАК А.О., АСТРАХАНЦЕВ А.А., ЩЕРБАК О.В., ЛЯШЕНКО Г.Є.* Аналіз скритності та стійкості до шуму в каналах зв'язку методів мережної стеганографії

### **ПОВІДОМЛЕННЯ**

Інформаційне повідомлення щодо проведення третьої IEEE Міжнародної конференції «ADVANCED INFORMATION AND COMMUNICATION TECHNOLOGIES» – AICT'2019

Інформаційне повідомлення щодо проведення Другої Української IEEE конференції «PROBLEMS OF INFOCOMMUNICATIONS. SCIENCE AND TECHNOLOGY» – PIC S&T'2019

УДК 621.396.62

# АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ МЕТОДІВ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ



[М.В. МОСКАЛЕЦЬ](#), [К.О. СЕЛІВАНОВ](#)

Харківський національний  
університет радіоелектроніки

**Abstract** – The possibility of using recursive procedures in the space-time access problems as more constructive ones that perform correction of the weight vector of an antenna array in real time scale is considered, which is especially important for communication with mobile users. In order to evaluate the weight vector of the antenna array it has been proposed to use the optimal signal processing method in the space of Kalman-Bucy state variables, which allowed to achieve a stable mode of such processing on the action interval of the mobile stations' call signals without changing the operating modes of the mobile communication network. A method is proposed that takes into account the a priori data about the direction of arrival of signals at the initial stage of the installation of the weight coefficient vector, which provides reduction of the convergence interval for the adaptation process of control algorithms and the required efficiency of the space-time processing of the adaptive antenna array. The influence of initial conditions on the installation of the weight vector on the characteristics of the quality of space-time processing of a linear 4-element adaptive antenna array under the influence of one and two obstacles for the LMSD and MOSN algorithms according to the signal/(interference+noise) is analyzed. It is shown that due to the successful initial selection of the value of the complex weight vector for a linear 4-element adaptive antenna array it has been possible to significantly improve the transient characteristics of the algorithms.

**Анотація** – Запропонована модель для дослідження впливу початкових умов на ефективність просторово-часової обробки сигналів у антенній решітці за рахунок налаштування комплексного вектору вагових коефіцієнтів. Розглядається придатність застосування в задачах просторово-часового доступу рекурсивних процедур Уїдроу-Хоффа та Калмана-Б'юсі як більш конструктивних для здійснення корекції вектору вагових коефіцієнтів у реальному масштабі часу в динамічній сигнально-завадовій обстановці в мобільних системах зв'язку.

**Аннотация** – Предложена модель по исследованию влияния начальных условий на эффективность пространственно-временной обработки сигналов в антенной решетке за счет настройки комплексного вектора весовых коэффициентов. Рассматривается применимость использования в задачах пространственно-временного доступа рекурсивных процедур Уидроу-Хоффа и Калмана-Бьюси как более конструктивных по осуществлению коррекции вектора весовых коэффициентов в реальном масштабе времени в динамичной сигнально-помеховой обстановке в мобильных системах связи.

## Вступ

Одною з найбільш важливих проблемних задач мобільних систем зв'язку є обмеженість можливостей щодо множинного доступу. Проблема доступу до спільного ресурсу базової станції (БС) вирішується зазвичай на основі розділення частотно-часових параметрів сигналів абонентських станцій. Методи просторово-часового доступу абонентської станції (АС) до ресурсів БС ґрунтуються на використанні алгоритмів просторово-часової обробки прийнятих сигналів, що реалізуються на основі  $N$ -елементних адаптивних антенних решіток. Суть задачі просторово-часового доступу кожної з АС до ресурсів БС у висхідному каналі полягає у груповому використанні приймальної антенної решітки БС, при якому для кожної з АС формується індивідуальний розподіл структури прийнятого поля сигналу за допомогою вибору вектору вагових коефіцієнтів (ВВК)  $\vec{W}_i$ . Таким чином, одночасно

створюється стільки варіантів розподілів, скільки на даний момент приймається сигналів АС. Кожен із цих розподілів забезпечує максимально вдале співвідношення сигнал/завада+шум для прийому сигналу АС і встановлення нульових рівнів прийому для інших АС.

На відміну від традиційних методів просторово-часового доступу (ПЧД), які базуються на методах синтезу діаграми спрямованості антени та супроводі променем прийнятого сигналу, запропоноване рішення не потребує розгляду діаграми спрямованості (ДС), а знаходить найкраще на поточний час сигнально-завадове співвідношення, що задовольняє критерію оптимальності. Для цього необхідно використовувати ефективні методи обробки сигналів виклику за мінімальний період часу, що не перевищує 6÷8 с, якраз необхідний для досягнення сталого режиму адаптивної процедури ПЧД. Для реалізації запропонованого рішення про вибір адаптивного методу ПЧД у даній роботі запропоновані відповідні методи та алгоритми, які забезпечують можливість надання послуги доступу без зміни ведення режиму мобільного зв'язку.

## I. Постановка проблеми

Адаптивна антенна решітка (ААР) дозволяє вирішити задачу поліпшення відношення сигнал/(завада+шум) у лінійній частині приймача [1-3]. У цьому випадку рішення знаходиться шляхом лінійного зважування та складання сигналів у каналах прийому (рис. 1). Визначення ВВК здійснюється залежно від обраного критерію оптимальності. Та чи інша властивість ААР досягається відповідним вибором комплексних вагових коефіцієнтів (ВК)  $w_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , включених на виході приймальних антенних елементів (АЕ) та перед загальним суматором. За допомогою адаптивного процесора ВК забезпечують відповідне формування сумарної ДС і поляризаційної діаграми, тобто ВК разом із загальним суматором являють собою діаграмоутворювальну схему [1].

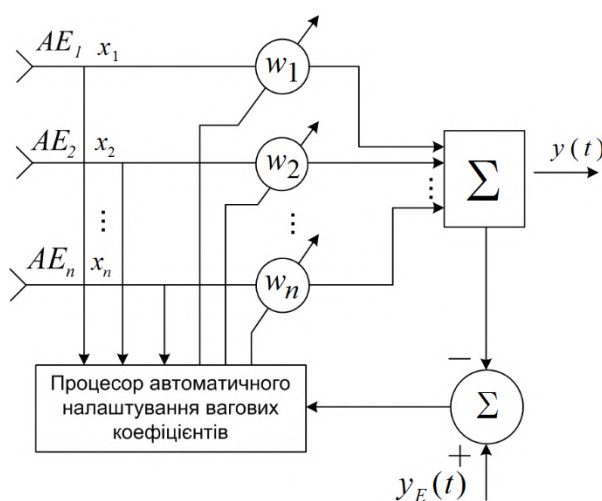


Рис. 1. Включення ВВК в ААР

У той же час призначення ВК можна інтерпретувати як завдання формування таких співвідношень між прийнятими  $N$ -реалізаціями корисного сигналу  $S_i(t)$ ,  $N$ -антенних елементів, сумою  $j$ -вузькосмугових анізотропних завад  $\sum_{j=1}^J n_j(t)$  і шумом  $v(t)$ . Ці параметри після складання на загальному суматорі дозволяють забезпечити максимум відношення сигнал/(завада+шум), мінімум середнього квадратичного відхилення прийнятого сигналу від заданого чи інший критерій.

При цьому сигнал на виході загального суматора дорівнює

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t), \quad (1)$$

де  $N$  – число гілок рознесення або число АЕ;

$w_i$  – ваговий коефіцієнт  $i$ -го АЕ;

$x_i(t)$  – суміш сигналу, завад і шуму на  $i$ -му АЕ:

$$x_i(t) = s(t) + \sum_{j=1}^J n_{ij}(t) + v_i(t). \quad (2)$$

За допомогою ВК формуються їхні вектори вагових коефіцієнтів (ВВК):

$$W^T(t) = (w_1(t), w_2(t), \dots, w_N(t)). \quad (3)$$

У загальному випадку ВВК  $\vec{W}_i$  повинен мати можливість змінювати як амплітуди, так і фази приймальних сигналів, тобто він повинен бути комплексним. Швидкість цих змін повинна бути узгоджена зі швидкістю зміни сигнально-завадової ситуації, а діапазон узгоджується з динамічним діапазоном змін рівнів сигналів і завад, а також фазових співвідношень у різних елементах ААР. Очевидно, ідеальною є ситуація, коли швидкість змін ВВК нескінченно велика, а динамічний діапазон змін амплітудно-фазових характеристик необмежений. Однак на практиці, виходячи з можливостей технічної реалізованості та інших причин доводиться обмежувати ці характеристики, що, загалом, призводить до відповідного зниження ефективності ААР. У цьому сенсі говорять про ААР з обмеженнями [4].

Кінцевим результатом розв'язуваних завдань інших проблем антенної техніки при різних обмеженнях на конструкцію, габарити, спектральний склад сигналів і завад та інші параметри є синтез ДС. В сенсі проблематики ПЧД кінцева мета використання ААР полягає в тому, щоб забезпечити (максимізувати) необхідні якісні характеристики корисних сигналів на виході антени, тобто отримати вихідне співвідношення

$$y(t) = y(w, t) = (w(t), x^*(t)) = W^T(t) x^*(t) = w_1(t) x_1(t) + w_2(t) x_2(t) + \dots + w_N(t) x_N(t), \quad (4)$$

де вираз у дужках позначає скалярний добуток векторів, що задовольняє заздалегідь обраному критерію. При цьому сама сумарна ДС ААР може взагалі не розглядатися,

хоча як проміжна характеристика, безумовно, представляє інтерес. Так, ДС ААР може бути отримана за допомогою скалярного добутку ВВК  $\vec{W}(t)$  на вектор  $f(\theta)$ :

$$F(\theta) = (W^T(t), f^*(\theta)), \quad (5)$$

де  $f^T(\theta) = (f_1(\theta), f_2(\theta)e^{i\varphi_1\theta_1}, \dots, f_N(\theta)e^{i\varphi_N\theta_1})$ ;

$f_i(\theta)$  – ненормовані ДС приймальних елементів ААР;

$\varphi_i\theta_1$  – фази огинаючої хвилі одиничної амплітуди, що відраховувані від фази сигналу з виходу 1-го елемента (при  $\varphi_i\theta_1$ ), зафіксовані на виходах приймальних елементів за рахунок просторових відмінностей [4-7].

Важливою властивістю ААР є інваріантність деяких критеріїв функціонування по відношенню до сумарної ДС. Це має велике практичне значення, пов'язане з можливістю довільного, в тому числі й випадкового, розташування антенних елементів. При цьому відпадає необхідність застосування жорстких кріплень, скорочується час розгортання і т.д. У ААР кількість антенних елементів  $N$  може бути мінімальною (наприклад,  $N \geq 2$ ) і вибирається, виходячи з очікуваної кількості наявних завад. Значення в  $N$  ААР розглядається як число ступенів свободи, оскільки саме воно визначає кількість незалежно сформованих ДС, тобто кількість завад, яка здатна заглушити ААР з одним виходом, становить  $J \leq N - 1$ . Разом із тим, АЕ можуть бути багаторазово використані, й на кожному з них може бути мінімізовано  $N - 1$  завад. Слід, однак, вказати на те, що при цьому кратно падає рівень прийнятого сигналу та відношення сигнал/шум.

Задачу заглушення завад в ААР можна вирішувати по-різному. Так, використовуючи принцип поділу [1, 8], можна спочатку оцінити напрямок приходу цих завад  $\theta_j$ , ( $j = 1, J$ ) та їх поляризацію, а потім розв'язати задачу управління ВВК ААР і знаходження її ДС і просторової діаграми (ПД) з нулями, орієнтованими в напрямку приходу завад. Однак розв'язання цієї задачі досить складне, пов'язане з перетворенням матриць, і це рішення [8] вдається знайти далеко не для кожної ситуації. На практиці застосовується більш конструктивне рішення, що ґрунтується не на декомпозиції, а на безпосередньому перебуванні оцінки  $\hat{W}(t)$  ВВК. У даний час відомо кілька рішень, що розрізняються як вибраними критеріями ефективності, так і передбачуваними обмеженнями. До найбільш поширених критеріїв належать:

- максимум відношення рівнів корисного сигналу до суми завад (МВСЗ) на виході ААР;
- мінімум середнього квадрата відхилення (МСКВ) прийнятого сигналу від заданого еталонного  $y_E(t)$  на виході ААР;
- мінімум потужності завад на виході ААР (МВП);
- максимум правдоподібності (МП);
- різні інші модифікації критеріїв.

Синтезовані при цьому алгоритми функціонування ААР виходять із розв'язання статистичних задач. Серед усього різноманіття рішень можна виділити

два основних напрямки, що історично з'явилися першими. Асимптотичні рішення припускають наявність гіпотези ергодичності сигнально-завадової ситуації [3-5]. Ці рішення здебільшого ґрунтуються на знаходженні оцінки кореляційної матриці (або її обігу), що характеризує сигнально-завадову ситуацію, або інших, наприклад градієнтних, процедурах у вказаних межах. У літературі до цього часу основна увага приділялася розвитку саме цього напрямку [8-11].

Інший напрям ґрунтується на припущенні марківської апроксимації прийнятої реалізації та динаміки змін ВВК. Відмова від ергодичності дозволяє ефективно вирішувати нестационарні задачі з використанням добре розробленого апарату рекурентної лінійної або нелінійної фільтрації. З використанням цього підходу одержано ряд результатів щодо просторово-часової та поляризаційно-часової обробки [4, 12, 13].

На даний час все більше зростає інтерес до проблематики впровадження просторово-часового доступу та просторово-часової обробки сигналів у системах мобільного і безпроводового зв'язку. Аналізуючи ряд публікацій за даною тематикою [14-20], зазначимо, що актуальність даних задач не зменшується, оскільки в даний час у системах мобільного зв'язку та безпроводового доступу є дефіцит використання частотного, часового та кодового ресурсів. У багатьох наукових працях, присвячених мобільним системам, здійснювались спроби активного використання просторово-поляризаційних параметрів сигналів і антен для вирішення різних задач, зокрема, і просторово-часових методів доступу. Однак багато з них носять частковий, автономний характер, не пов'язаний з загальносистемними задачами мобільних мереж зв'язку. Так, в роботах [14-20], дослідження функціонування ААР здійснюється на основі використання асимптотичних алгоритмів, які є оптимальними саме для стаціонарної сигнально-завадової обстановки.

Розглянуті результати подальшого розвитку методів аналізу функціонування ААР з урахуванням реалізаційних обмежень [14-20] і наявністю взаємного впливу між антенними елементами при синтезі процедури доступу здійснено при невизначеності початкових даних щодо сигнально-завадової обстановки. Розглянуті в роботах критерії синтезу адаптивних антенних решіток у задачах просторово-часового доступу не враховують динамічну нестационарну завадово-сигнальну обстановку за показниками якості та швидкодії, що є досить актуальним для мобільних систем зв'язку. При аналізі процедури просторово-часового доступу у висхідному каналі до ресурсів базової станції багатьма авторами в якості антени базової станції розглядається багатопроменева антенна решітка.

Конструктивним постає метод, заснований на організації індивідуального ПЧД для кожного прийому конкретної АС, при цьому сигнали інших АС слід розглядати як такі, що заважають. Таким чином, для забезпечення ПЧД при азимутальних переміщеннях АС може бути запропонована адаптивна антенна решітка, діаграма спрямованості, якої коригується відповідно до динаміки просторових змін прийнятих сигналів АС. У даному випадку реалізується групова ПЧОС з великим об'ємом обчислень з обмеженням на якість прийому для вирішення

електродинамічної задачі. Результатом такої спроби є можливість отримання не тільки нового позитивного ефекту від запропонованого методу просторово-часового доступу, але і можливості комплексності рішень, яка забезпечить підвищення загальносистемної ефективності та продуктивності мобільної мережі. Це також створюватиме передумови для економії радіочастотного спектру, забезпечення високої завадостійкості, електромагнітної сумісності та, відповідно, можливості надання якісних послуг споживачам інформації.

## II. Формулювання мети і задач дослідження

Метою даного дослідження є вибір ефективного методу синтезу адаптивної антенної решітки для його реалізації в задачах просторово-часового доступу у системах мобільного зв'язку.

Предметом дослідження в даній роботі є знаходження придатних для використання у просторово-часовому доступі алгоритмів просторово-часової обробки, що зводяться до синтезу ААР, та умов, що підвищуватимуть продуктивність алгоритмів обробки.

Для досягнення даної мети в роботі були поставлені наступні задачі:

– провести аналіз відомих алгоритмів просторово-часової обробки сигналів за показником швидкості збіжності на предмет їх придатності для систем мобільного зв'язку;

– проаналізувати вплив початкових умов при установці вектора вагових коефіцієнтів на характеристики якості просторово-часової обробки адаптивної антенної решітки за показником відношення сигнал/(завада+шум) для лінійної 4-х елементної ААР при дії однієї та двох завад для алгоритмів МСКВ та МВСЗ.

## III. Аналіз ефективності методів синтезу антенної решітки, придатних для систем мобільного зв'язку

Найбільш популярним при рішенні різних задач радіозв'язку, радіолокації та інших є критерій мінімуму середньоквадратичного відхилення, який був запропонований Уїдроу [11]. ВВК визначається з рекурентної формули [3, 11]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2\mu[y_E(k) - \vec{W}(k)^T \vec{X}(k)] \vec{X}(k), \quad (6)$$

де  $k$  – номер відліку у дискретному часі;

$\mu$  – кроковий коефіцієнт;

$y_E(k)$  – опорний сигнал у момент часу  $k$ ;

$\vec{X}(k)$  – вектор вхідних впливів у момент часу  $k$ .

Популярність критерію МСКВ пояснюється тим, що синтезовані на базі МСКВ алгоритми мають досить просту структуру. Отримані при цьому рішення добре вписуються в загальні критерії, за якими функціонують мобільні телекомунікаційні системи.

Особливості роботи в багатопробієвих лініях зв'язку накладають певні обмеження на застосування того чи іншого алгоритму, синтезованого за критерієм МСКВ. Для роботи цього алгоритму необхідно мати інформацію про структуру сигналу, однак така інформація не завжди може бути відома. Таким чином, алгоритм, синтезований за критерієм МСКВ, може бути ефективно використаний у тих випадках, коли структура випромінюваного та прийнятого сигналу однакова та точно відома. Разом з тим, за допомогою цього критерію можуть бути розроблені процедури, що мають рекурентну форму. Це, зокрема, процедури стохастичної апроксимації, лінійної або нелінійної фільтрації, а також процедури Калмана-Б'юсі, методи рекурентного обернення кореляційної матриці.

Алгоритми адаптивних антенних решіток, що використовують апріорну інформацію про напрямлення приходу корисного сигналу, синтезуються за критерієм максимуму вихідного відношення потужності корисного сигналу до суми потужностей завад і шуму (МВСЗ) [1,4]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{X}_n^T(k)\vec{W}(k)\vec{X}_n(k) - \vec{V}_c], \quad (7)$$

де  $\vec{V}_c^T = [A_{1c}e^{-j\varphi_1}, A_{2c}e^{-j\varphi_2}, \dots, A_{Nc}e^{-j\varphi_N}]$  – вектор хвильового фронту сигналу;

$A_{ic} = \vec{E}_i(\Theta_c, \Phi_c)\vec{\varepsilon}_c$  – векторна характеристика спрямованості  $i$ -го АЕ за напруженістю електромагнітного поля;

$\vec{E}_i(\Theta_c, \Phi_c)$  – напруженість електромагнітного поля;

$\vec{\varepsilon}_i$  – одиничний вектор поляризації хвилі, що приходить.

В алгоритмах, синтезованих за критерієм МВСЗ, як інформаційний параметр використовується напрямок приходу сигналу. Однак налаштування ВВК здійснюється за завадами у відсутності випромінювання корисного сигналу, інакше він може бути заглушений. Це обмеження не завжди здійснено або ж вимагає додаткових витрат, що робить небажаним його застосування.

Для алгоритмів ААР, синтезованих за критерієм мінімуму вихідної потужності (МВП) [10], як цільова функція використовується значення потужності вихідного сигналу антенної решітки

$$E\{y^2(t)\} = \vec{W}^T \cdot R_{xx}^{-1} \vec{W}, \quad (8)$$

де  $R_{xx}$  – матриця просторової кореляції вхідної суміші сигналів і завад.

Безпосередня мінімізація (8) може бути виконана різними методами безумовної оптимізації [1].

При цьому ВВК буде визначатися виразом:

$$\vec{W}_{opt} = sR_{xx}^{-1} \vec{V}_y, \quad (9)$$

де  $s$  – нормуючий коефіцієнт;

$\vec{V}_y$  – вектор управління, що задає передбачуваний кут приходу сигналу.

Вираз для визначення ВВК можна записати в рекурентній формі:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{W}^T(k)\vec{X}(k)][\vec{X}(k) - \vec{W}(k)(\vec{W}^T(k)\vec{X}(k))]. \quad (10)$$

Методи, що засновані на оберненні вибіркової коваріаційної матриці прийнятих сигналів, є асимптотичними та пов'язані з великими втратами часу на набір і обробку статистики для оцінки та обігу коваріаційної матриці. Рекурентні методи, що засновані на градієнтних процедурах у стаціонарних умовах та при інших рівних умовах мають однакову ефективність. Разом з тим, перевагою рекурсивних методів є динамічний характер, що дозволяє одержувати оцінку ВВК у реальному масштабі часу, що узгоджується з динамічністю процесу зв'язку у мобільних системах.

При нестаціонарній сигнально-завадовій обстановці (СЗО) відбуваються просторово-часові зміни параметрів сигналу та завади. Ці зміни можуть відбуватися через впливи середовища поширення радіохвиль, переміщення АС, приймача або передавача завади та з інших причин. Для такої динамічної сигнально-завадової обстановки рівняння стану ВВК матиме загальний вигляд [1, 4]:

$$d\vec{W}(t)/dt = F(t)\vec{W}(t) + G(t)\vec{v}(t), \quad (11)$$

де  $F(t)$  і  $G(t)$  є відповідно матрицями стану й інтенсивності змін параметрів сигналів і завад (елементи  $f_{ij}$ ,  $i, j = \mathbf{dim} \vec{W}(t)$ , які є величинами, зворотними коефіцієнтам взаємної кореляції між  $i$ -ю і  $j$ -ю компонентами);

$\vec{v}(t)$  – вектор, що породжує білий гаусів шум моделі (11) зі спектральною щільністю потужності  $N_u$ .

Рекурентні адаптивні алгоритми не вимагають великих витрат на обчислення матриць і обмежені невеликим об'ємом постійної та оперативної пам'яті. У рекурентних процедурах послідовність рішень обчислення оцінки  $\vec{W}_{opt}(t)$  знаходиться з етапу пошуку екстремуму градієнта функції, що містить як аргумент величини  $W(t)$ .

Все це дозволяє проводити аналіз і врахування перехідного режиму ААР, а також нестаціонарності статистики  $X(t)$ . Рекурентні методи засновані на послідовній ітераційній процедурі знаходження рішення для ВВК у напрямку, протилежному градієнту функції показника якості  $\nabla(k)$ . У загальному випадку дискретний з кроком градієнтний алгоритм має вигляд

$$W(k) = W(k-1) - \mu\nabla(k), \quad (12)$$

де  $\mu$  – коефіцієнт (крокова постійна), що враховує швидкість пошуку екстремуму.

Алгоритм (12) показує, що значення ВВК на  $k$ -му кроці дорівнює значенню ВВК на попередньому ( $k-1$ )-му кроці з адаптивною добавкою  $\mu\nabla(k)$ , яка залежить

від нев'язки різниці  $y_E(k) - y(k)$  (рис. 2). Процедура (12) при значенні  $\Delta t = (t_{k+1} - t_k) \rightarrow 0$  переходить у безперервну, яка може бути представлена у вигляді диференціального рівняння

$$dW(t)/dt = -\mu \nabla(t). \quad (13)$$

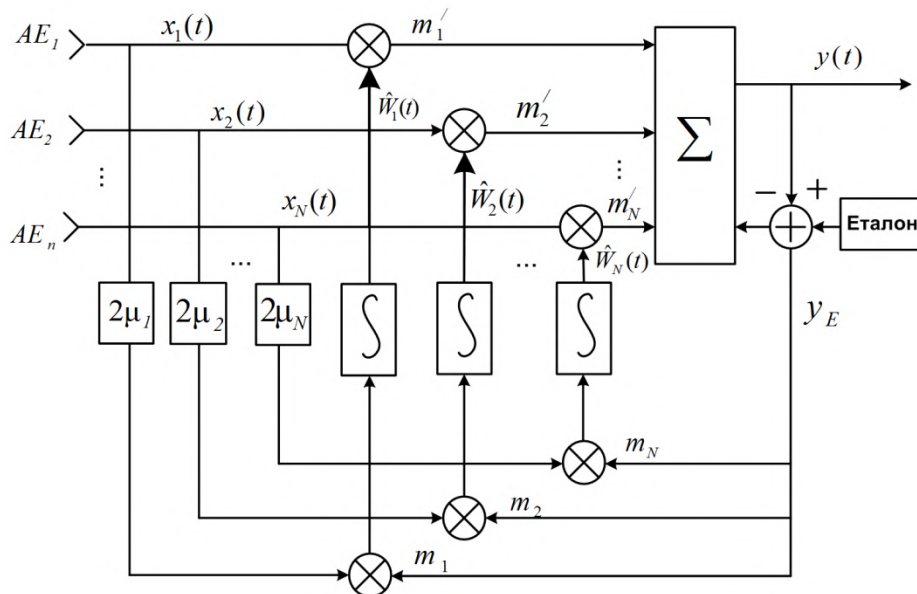


Рис. 2. Структурна схема управління ВВК ААР, що синтезована за алгоритмом Уїдроу

Цей же алгоритм при безперервній процедурі набуває вигляду диференціального рівняння Уїдроу-Хоффа [1, 4]:

$$d\hat{W}(t)/dt = 2\mu[y_e(t) - y(t)]X(t) = 2\mu v(t)X(t). \quad (14)$$

На рис. 2 представлена структурна схема дискретного алгоритму  $N$ -мірної ААР, виконана у відповідності з (14).

Відзначимо один важливий факт, який відрізняє ААР з використанням критерію МСКВ від ААР, у яких прийнятий критерій МВСЗ. У ААР, що синтезовані за критерієм МВСЗ, на кожен канал прийому вводиться опорний сигнал, який визначає положення головного максимуму ДС і повинен бути строго погоджений з положенням антенних елементів решітки.

У розглянутому алгоритмі Уїдроу-Хоффа еталонний сигнал  $y_E(t)$  в загальний канал прийому вводиться вже після загального суматора (рис. 2). Тому явної залежності алгоритму ААР від розташування антенних елементів тут не існує. Це дозволяє використовувати даний алгоритми при випадковому або невідомому розташуванні приймальних елементів решітки або невідомому напрямку приходу сигналу і завад, наприклад при використанні ААР на рухомих об'єктах.

Процедури виду (6), (12)–(14) є нічим іншим як процедурами стохастичної апроксимації [12], умова збіжності та стійкості яких забезпечується відповідним

вибором коефіцієнта  $\mu$ . Водночас вибір крокової постійної  $\mu$  не вбачається конструктивним, бо це призводить до збільшення помилок. Тому слід розглядати постановку задачі та її вирішення з позицій теорії рекурентної лінійної та нелінійної фільтрації в просторі станів. Методи й алгоритми стохастичної апроксимації, у тому числі (6), (12)–(14), є окремим випадком більш загальних процедур, таких як процедури фільтрації Стратоновича, Калмана-Б'юсі та ін. [8]. Відомо, що алгоритми типу (6), (12)–(14) при виконанні умов Дворецького збігаються з ймовірністю 1 до оцінюваного значення та являють собою рекурентний метод знаходження умовного середнього значення. Іншими словами, процедури (6), (12)–(14) призначаються для оцінки постійних випадкових величин, для яких стан оцінюваної величини ВВК можна визначити простим диференціальним рівнянням

$$dW(t)/dt = 0. \quad (15)$$

Якщо ж припустити випадкову зміну у часі моделі стану ВВК та параметрів напрямку приходу сигналу та завад, то стан ВВК необхідно виразити у вигляді багатовимірного ( $N$ -мірного) стохастичного диференціального рівняння

$$dw_i(t)/dt = -\alpha_i(t)w_i(t) + \sum_{j=1}^N b_{ij}(t)\xi_{\mathcal{M}}^i(t) \quad \text{при } i, j = \overline{1, N}, \quad (16)$$

де  $\alpha_i(t)$  – не випадкові величини, що характеризують швидкість зміни  $i$ -го ВВК  $\alpha_i(t) = \tau_{\text{кор}_i}^{-1}$ ;  $\tau_{\text{кор}}$  – інтервал кореляції цих змін;  $\xi_{\mathcal{M}}^i$  – компоненти білого гаусового шуму, що породжує шум моделі з рівномірною спектральною густиною потужності  $V_M^j$ ;  $b_{ij}(t)$  – елементи  $N \times N$  матриці  $B(t)$ , що породжують шум і визначають інтенсивність змін кожної з компоненти ВВК.

Випадкові процеси, що описуються стохастичними диференціальними рівняннями типу (16), відносяться до класу марківських, а коефіцієнти  $\alpha_i(t)$  і  $\beta_{ij}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_{ik}(t)b_{jk}(t)$  називаються відповідно коефіцієнтами зносу та дифузії цих процесів. Очевидно, вираз (15) є окремим випадком (16) при  $\alpha_i(t) = \beta_{ij}(t) = 0$ .

Для отримання оцінки ВВК з використанням стандартних процедур лінійної та нелінійної фільтрації необхідно, крім рівняння стану, задавати рівняння спостереження. Рівняння спостереження представимо у вигляді

$$y(t) = W^T(t)x(t) = W_{\text{opt}}^T(t)X(t) + v_c(t), \quad (17)$$

де  $X(t)$  – вектор, отриманий на підставі (2) з вектора  $x(t)$  без урахування ізотропного шуму  $v_i(t)$ ;  $v_c(t)$  – шум спостереження, утворений у результаті зваженої суми шумів  $v_i(t)$ , що також є результатом різних помилок апроксимації, прийнятих у моделі.

Шум спостереження апроксимуємо також гаусовим «білим шумом» зі спектральною щільністю потужності  $V_c$ . Алгоритм отримання оцінки ВВК для даного випадку є стандартним і визначається зі стохастичного диференціального рівняння

$$d\hat{w}_i / dt = -a_i(t)\hat{w}_i(t) + \sum_{j=1}^N K_{ij}(t)F_j(\hat{w}_i, t), \quad (18)$$

де  $F_j(\hat{w}_i, t) = dF_j(\hat{w}_i, t)/d\hat{w}_i$  –  $N$ -мірний вектор-стовбець, отриманий через похідні по часу спостереження від логарифма функції правдоподібності

$$F(w_t, t) = \frac{1}{V_c} [2y_e(t)y(w_t, t) - y^2(w_t, t)], \quad (19)$$

$K_{ij}(t)$  – дисперсія помилки оцінки, що описується рівнянням Ріккати:

$$dK(t)/dt = B(t)V_H B^T(t) + K(t)A(t) + A^T(t)K(t) - K(t)F''(\hat{w}_t, t)K(t), \quad (20)$$

тут  $F''(\hat{w}_t, t) = d^2F(\hat{w}_t, t)/d\hat{w}_t^{(i)}d\hat{w}_t^{(i)}$  – квадратна  $N \times N$  матриця,  $A(t)$  – діагональна матриця з елементами  $\alpha_i(t)$ .

З урахуванням (4) значення похідних у (19) визначаються виразами наступним чином:

$$F'(\hat{w}_t, t) = \begin{bmatrix} F'_1 \\ F'_2 \\ \dots \\ F'_N \end{bmatrix}; F''(\hat{w}_t, t) = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & \dots & F_{1N} \\ F_{21} & F_{22} & \dots & F_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ F_{N1} & F_{N2} & \dots & F_{NN} \end{bmatrix}.$$

де

$$F(w_t, t) = \frac{1}{V_c} [2y_e(t)y(w_t, t) - y^2(w_t, t)];$$

$$F_j = 2V_c^{-1} [y_e(t) - y(w_t, t)]x_j(t) = 2V_c^{-1}v(t)x_j(t);$$

$$F'(\hat{w}_t, t) = 2V_c^{-1}v(t)x(t);$$

$F_{ij} = -x(t)x_j(t)$  – елемент матриці  $F''(\hat{w}_t, t)$ .

З урахуванням цього рівняння оцінки ВВК (18) набуває вигляду

$$\begin{aligned} d\hat{w}_i(t)/dt &= -a_i(t)\hat{w}_i(t) + \sum_{j=1}^N 2K_{ij}(t)V_H^{-1} [y_e(t) - y(t)]x_j(t) = \\ &= -a_i(t)\hat{w}_i(t) + 2V_c^{-1}v(t)\sum_{j=1}^N K_{ij}(t)x_j(t) \end{aligned} \quad (21)$$

або у векторній формі

$$d\hat{W}(t)/dt = A(t)\hat{W}(t) + 2V_C^{-1}v(t)K_{ij}(t)X(t). \quad (22)$$

Рівнянню (22) відповідає структурна схема алгоритму оцінки ВВК ААР, яка подана на рис. 3, або фільтр Калмана-Б'юсі. Розглянута задача оцінки ВВК лінійна як за постановкою (17), (18), так і за рішенням (20)-(22) і відповідає лінійному варіанту фільтра Калмана-Б'юсі. Відмінною особливістю отриманого тут рішення є те, що апостеріорна дисперсія  $K_{ij}(t)$  виявилася залежною від результатів спостережень за рахунок наявності матриці  $F''(\hat{w}_t, t)$ . На відміну від класичних рішень, тут потрібне обчислення значень матриці  $K_{ij}(t)$  в реальному масштабі часу.

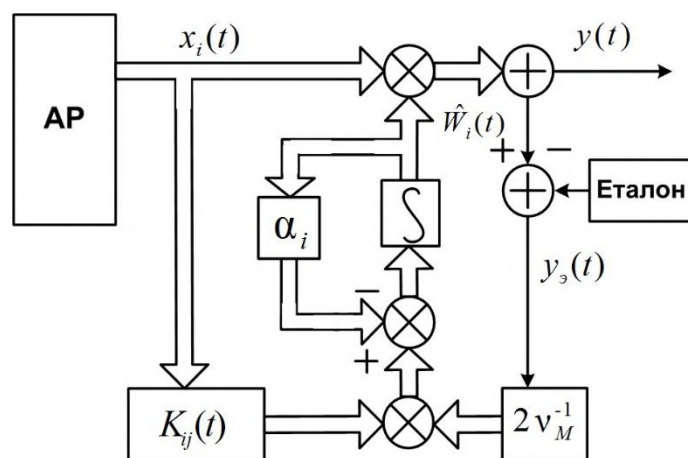


Рис. 3. Структурна схема алгоритму оцінки ВВК ААР

Таким чином, для систем мобільного зв'язку можна рекомендувати алгоритми ААР, що синтезовані на основі методів калманівської фільтрації формування ВВК.

#### IV. Аналіз алгоритмів просторово-часової обробки Уїдроу-Хоффа та Калмана-Б'юсі за показником швидкості збіжності

В ході вирішення другої задачі проведено порівняльний аналіз алгоритму Уїдроу-Хоффа та алгоритма Калмана-Б'юсі. Графіки залежності ВСЗШ від часу надано на рис. 4. Крива 1 відповідає випадку використання алгоритму Уїдроу-Хоффа, крива 2 – алгоритму Калмана-Б'юсі.

В той же час, як показує аналіз процедури Калмана-Б'юсі поряд з оптимальністю для складної сигнально-завадової обстановки вона характеризується максимально коротким часом збіжності до сталого стану на інтервалі  $\tau \leq \tau_{кор}$ . Тобто при виборі кроку дискретизації  $\Delta t = 0,1\tau_{кор}$  перехідний процес завершується вже за 3-10 кроків дискретизації. Таким чином, збіжність процедури Калмана-Б'юсі забезпечується на інтервалі часу, що відведений для дії сигналів виклику.

На рис. 5 представлені графіки залежності ВСЗШ від кількості антенних елементів  $N$ . Графіки залежності побудовані при значенні сигнал/завада  $P_c/P_z = 0$  дБ для різних значень відношення сигнал/шум  $P_c/P_{ш}$ . Крива 1 (рис. 5) відповідає значенню  $P_c/P_{ш} = 10$  дБ, крива 2 відповідає  $P_c/P_{ш} = 20$  дБ, крива 3 відповідає  $P_c/P_{ш} = 30$  дБ.

Аналіз ААР малої та великої розмірності показує, що з ростом числа антенних елементів ефективність заглушення завад спочатку різко зростає, потім це зростання знижується і стає пропорційним числу елементів  $N$ . При цьому ВСЗШ на виході ААР істотно залежить від відношення сигнал/шум на її вході.

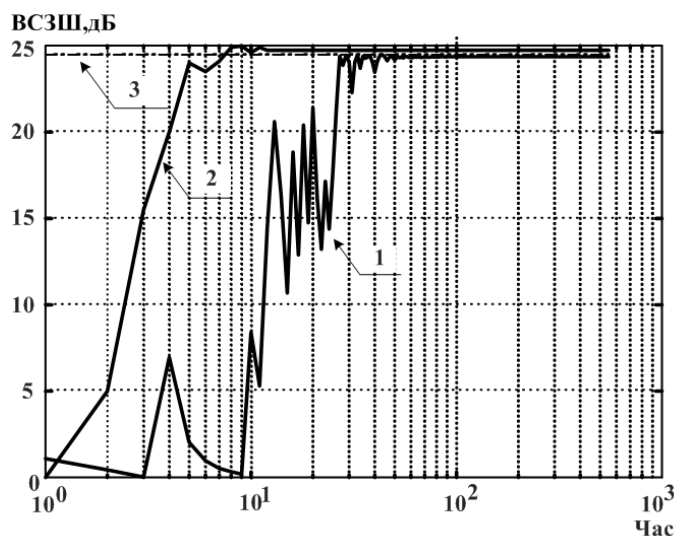


Рис. 4. Залежність ВСЗШ на виході 8-ми елементної ААР від часу для алгоритма Уідроу-Хоффа (крива 1), Калмана-Б'юсі (крива 2), потенційне значення ВСЗШ, дБ (крива 3)

Допустимість аналізу ефективності рекурсивних процедур за результатами аналізу процедур на основі вибіркового оцінок ґрунтується на тому, що обидві ці задачі мають загальне формулювання постановки задачі і критерії ефективності.

## V. Дослідження впливу початкових умов на ефективність просторово-часової обробки сигналів

В алгоритмах зі зворотним зв'язком оцінка ВВК відбувається шляхом послідовних наближень у часі, тобто ітеративно. Таким чином, можна припустити, що при відповідному виборі початкового значення ВВК ( $\vec{W}_0$ ) поліпшуються перехідні характеристики [1, 4].

У цьому сенсі вдалим наближенням був би  $\vec{W}_0$ , що забезпечує максимальне посилення корисного сигналу при повному заглушенні завади. Однак у реальних умовах таке початкове наближення отримати практично неможливо, оскільки кількість і напрямки приходу завад апріорі невідомі та часто змінюються в часі. Більш реалістичним є припущення про наявність деяких відомостей про корисний сигнал: форма сигналу, напрямок приходу, частотно-часова характеристика, або те, наскільки

завада перевищує за потужністю корисний сигнал. В цьому випадку інформативним параметром, за яким можливо найбільш точно налаштування ВВК, може виступати оцінка напрямку приходу корисного сигналу. Структурна схема алгоритму ПЧД сигналів АС для рішення цієї задачі представлена на рис. 5.

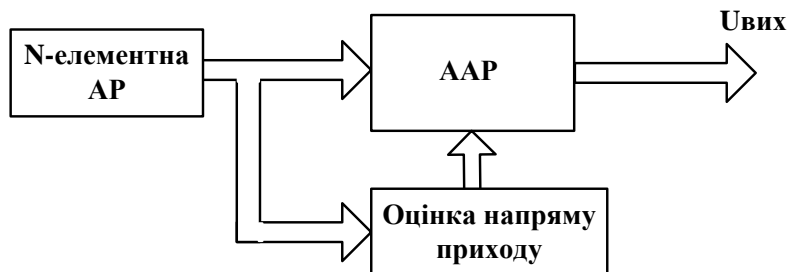


Рис. 5. Структура алгоритму просторово-часового доступу сигналів АС з попередніми визначеннями напрямку приходу

Для проведення аналізу впливу початкових умов скористаємося значеннями ВВК у сталому стані (при  $k \rightarrow \infty$ ) [1, 4]:

$$W(k+1) = [I - \mu R_{xx}]^{K+1} W(0) + \mu \sum_{i=0}^K [I - \mu R_{xx}]^i R_{xx}, \quad (23)$$

де  $R_{xx}$  – кореляційна матриця прийнятих сигналів завад і шуму.

При відсутності корисного сигналу цей же вираз набуває вигляду:

$$W(k+1) = [I - \mu R_{zz}]^{K+1} W(0) + \mu \sum_{i=0}^K [I - \mu R_{zz}]^i H, \quad (24)$$

де  $R_{zz}$  – кореляційна матриця завад.

При правильному виборі крокової постійної інші сигнали в експонованих рівняннях наближаються до відповідних оптимальних ВВК, а норми нульових доданків дорівнюють нулям. Тому швидкість збіжності процедур зазвичай і визначається як швидкість спадання цих норм, яка, в свою чергу, пов'язана з мінімізованими власними числами матриць  $R_{xx}$  та  $R_{zz}$ . Справді, переходячи до систем координат, у яких  $R_{xx}$  та  $R_{zz}$  є діагональними, отримаємо

$$E\{\bar{W}(k+1)\} = Q^{-1} [I - \mu \Lambda]^{k+1} Q \bar{W}(0) + \mu Q^{-1} \sum_{i=0}^K [I - \mu \Lambda]^i Q \bar{R}_{xx}, \quad (25)$$

$$E\{\bar{W}(k+1)\} = Q_1^{-1} [I - \mu \Lambda_1]^{k+1} Q_1 \bar{W}(0) + \mu Q_1^{-1} \sum_{i=0}^K [I - \mu \Lambda_1]^i Q_1 \bar{H}, \quad (26)$$

де  $Q, Q_1$  – матриці перетворення координат, стовпцями яких є власні вектори  $R_{xx}$  і  $R_{zz}$ , а  $\Lambda, \Lambda_1$  – діагональні матриці, елементами яких є власні числа  $R_{xx}$  і  $R_{zz}$ . Однак відомо [1, 4], що згадана вище збіжність («сильна» збіжність), яка визначається з умов близькості налаштовуваного вектора до оптимального за нормою

$$\|\vec{W}(k) - \vec{W}_{opt}\| \rightarrow 0 \quad (27)$$

не є необхідною для початкової ділянки налаштування при правильно обраному  $\vec{W}_0$ .

Тому можна виділити дві основні характеристики збіжності: заглушення завад (I) і близькості налаштування ВВК до його оптимального значення (II). Очевидно, що збіжність у сенсі (I) залежить як від вибору  $\vec{W}_0$ , так і поточної завадової ситуації і визначається найменшим власним числом кореляційної матриці вхідних сигналів, що задовольняє умові

$$\lambda_n > \lambda_{\min} = \sigma_w^2. \quad (28)$$

Збіжність у сенсі (II) визначається виконанням умови (27) і залежить від  $\lambda_{\min}$  (тобто вона залежить тільки від  $\vec{W}_0$ ).

Отже, виходячи з умови (27) та на виконання вимоги максимізації ВСЗШ, отримаємо наступне. Для досягнення найбільшої швидкості збіжності в сенсі II початковий ВВК необхідно вибирати узгодженим до інформації про корисний сигнал. Тобто  $\vec{W}_0$  повинен забезпечувати орієнтацію максимуму ХС у напрямку приходу корисного сигналу.

Вважаючи, що корисний сигнал визначається виразом  $x(k) = x_c(k) + x_s(k) + x_w(k)$ , отримаємо, що початковий ВВК має вигляд

$$\vec{W}_0 = k_n \vec{V}_c^*, \quad (29)$$

де  $k_n$  – постійний коефіцієнт;

$\vec{V}_c^T = [1, e^{i\varphi_{c1}}, e^{i\varphi_{c2}}, \dots, e^{i\varphi_{c(N-1)}}]$  – вектор напрямку.

Очевидно, вектор напрямку  $\vec{V}_c^T$  може бути відомий заздалегідь або визначений методами напрямку приходу корисного сигналу відповідно до схеми на рис. 5.

Проведено імітаційне моделювання в математичному пакеті прикладних програм для числового аналізу MATLAB. Покрокові значення ВСЗШ при наявності на вході лінійних 4-х елементних ААР ( $d_i = \lambda_c / 2$ ) однієї та двох завад представлені на рис. 6 і рис. 7 для алгоритмів МСКВ та МВСЗ відповідно.

Покрокові залежності ВСЗШ на виході ААР наведені при наявності на вході решітки двох завад з кутами приходу  $\theta_{s1} = 15^\circ$ ,  $\theta_{s2} = 45^\circ$ , для яких  $P_{s1} / \sigma_w^2 = 40$  дБ та  $P_{s2} / \sigma_w^2 = 34$  дБ. При цьому розглядався  $\vec{W}_0$ , що задовольняє (29), а також інший граничний випадок, коли  $\vec{W}_0$  визначає вихідну характеристику спрямованості (ХС), постійну для всіх кутів приходу сигналів (ізотропна ХС).

Істинне значення ВВК позначено  $\vec{W}_{01}$ ,  $\vec{W}_{02}$  – ізотропна ДС. Потужності корисного сигналу, завади і шума на вході ААР задовольняли співвідношенням:  $P_c / \sigma_w^2 = 13$  дБ,  $P_s / \sigma_w^2 = 40$  дБ.

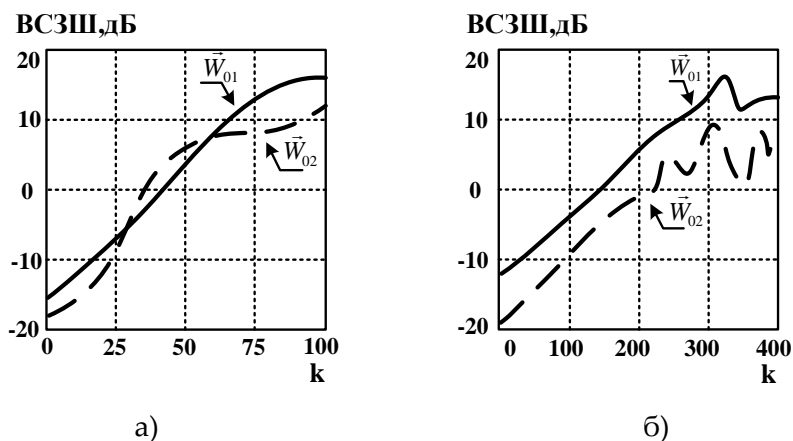


Рис. 6. Покрокові залежності ВСЗШ на виході 4-х елементної ААР для алгоритму МСКВ: а) при дії однієї завади ( $\theta_1 = 15^\circ$ ) зі співвідношеннями –  $P_c/\sigma_{ш}^2 = 13$  дБ,  $P_3/\sigma_{ш}^2 = 40$  дБ; б) при дії двох завад ( $\theta_1 = 15^\circ; \theta_2 = 45^\circ$ ) зі співвідношеннями –  $P_{31}/\sigma_{ш}^2 = 40$  дБ,  $P_{32}/\sigma_{ш}^2 = 34$  дБ

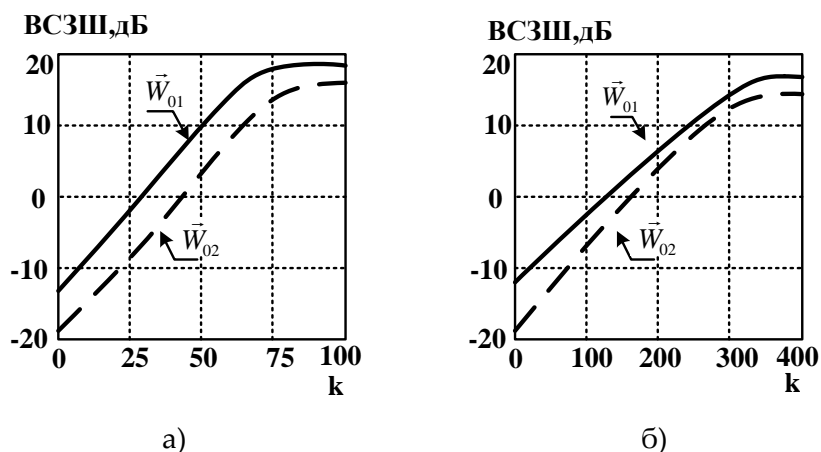


Рис. 7. Покрокові залежності ВСЗШ на виході 4-х елементної ААР для алгоритму МВСЗ: а) при дії однієї завади ( $\theta_1 = 15^\circ$ ) зі співвідношеннями –  $P_c/\sigma_{ш}^2 = 13$  дБ,  $P_3/\sigma_{ш}^2 = 40$  дБ; б) при дії двох завад ( $\theta_1 = 15^\circ; \theta_2 = 45^\circ$ ) зі співвідношеннями –  $P_{31}/\sigma_{ш}^2 = 40$  дБ,  $P_{32}/\sigma_{ш}^2 = 34$  дБ

З аналізу розрахункових залежностей (рис. 6, рис. 7) випливає, що вибір  $\vec{W}_0$  у вигляді (29) дозволяє не тільки істотно поліпшити перехідні характеристики алгоритмів, що на практиці також досить значно – до 4 дБ для чотирьохелементної ААР збільшує можливе ВСЗШ.

## Висновки

Відома значна кількість методів і алгоритмів синтезу ААР, що розрізняються як за призначенням, так і критеріями ефективності функціонування. В основу всіх методів покладена оцінка комплексного вектору вагових коефіцієнтів (ВВК), що включаються в трактах прийому кожного АЕ і керовані за тими чи іншими алгоритмами. Проведено огляд найбільш популярних методів синтезу ААР, до числа яких відно-

сяться алгоритми МСКВ, МВП, МВСЗ. Кожен із цих методів припускає знаходження оцінки вектору вагових коефіцієнтів, що включені на виході АЕ антенної решітки на основі кореляційної матриці (або її обігу) сигналів і завад, що характеризує діючу сигнально-завадову ситуацію. За допомогою критерію МСКВ можуть бути розроблені процедури, що мають рекурентну форму, наприклад, процедури стохастичної апроксимації, лінійної або нелінійної фільтрації, а також процедури Калмана-Б'юсі, зокрема, методи рекурентного обернення кореляційної матриці.

В результаті аналізу процедур на основі вибіркового оцінок показана допустимість ефективності рекурсивних процедур просторово-часової обробки, яка ґрунтується на тому, що обидва напрямки обробки мають загальне формулювання постановки рішення задачі та загальні критерії ефективності.

Більш конструктивними для використання в задачах ПЧД є рекурсивні процедури реалізації ПЧОС. Це дозволяє здійснювати корекцію ВВК у реальному масштабі часу, що особливо важливо для зв'язку з рухомими АС і змінними параметрами радіоканалу. Історично першим було запропоновано рішення ПЧОС Уідроу, що ґрунтується на оберненні вибіркової коваріаційної матриці прийнятих сигналів і завад. Методи Уідроу-Хоффа є відносно простими, проте для їх збіжності потрібно 50-150 кроків дискретизації, що для задач ПЧД може виявитися неприпустимим, оскільки саму задачу ПЧД необхідно завершити до часу надання послуги АС, тобто за  $t \leq 2 \div 5$  с. Це пов'язано з тим, що кроковий коефіцієнт  $\mu$  у методі Уідроу-Хоффа з плином часу стрімко зменшується, а оновлююча інформація, що надходить, з кожним кроком, має все меншу вагу. Тому при динамічній СЗО кроковий коефіцієнт повинен розраховуватися в залежності від швидкості зміни цієї динаміки.

Таким чином, для оцінки вектору вагових коефіцієнтів антенної решітки запропоновано використання рекурсивної процедури Калмана-Б'юсі в просторі змінних стану. На відміну від відомих асимптотичних алгоритмів обробки сигналів, рекурсивний алгоритм Калмана-Б'юсі є оптимальним у динамічній, зокрема, нестаціонарній, завадово-сигнальній обстановці за показниками якості та швидкодії. Це дозволило досягти сталого режиму цієї обробки на інтервалі дії викличних сигналів, тобто за 3-10 кроків дискретизації без змін загальних режимів роботи мобільної мережі.

З процесу вирішення багатьох розрахункових завдань відомо, що ефективність самого рішення (швидкість збіжності, залишкові помилки та ін.) багато в чому визначаються вдалим вибором початкових умов. Априорна інформація про напрямки приходу сигналу від АС у задачах просторового доступу необхідна як на висхідній ділянці для якнайшвидшого формування вагових коефіцієнтів ААР і супроводу кутового переміщення АС, так і на низхідній ділянці для синтезу адаптивної ДС АР у напрямку АС. Використання даного інформаційного параметра дозволяє поліпшити якість просторово-часового доступу: вдале налаштування значення ВВК, наближеного до оптимального значення, що забезпечує максимальне посилення корисного сигналу при повному заглушенні завади. Також забезпечується супровід сигналу АС при переміщеннях, встановлюється головна пелюстка діаграми спрямова-

ності АР у напрямку станції, яка здійснює виклик, прискорюється збіжність адаптивних алгоритмів антенної решітки, де інформація про напрямок використовується як початкові умови.

Найбільш важливим у задачі ПЧД обмеженням є вибір початкового значення ВВК ААР. У завданнях ПЧД швидкість збіжності алгоритму адаптації ААР відіграє принципову роль у тому сенсі, що всі процеси щодо організації ПЧД (виявлення сигналу виклику, визначення напрямку приходу, оцінка ВВК ААР, оцінка якості зв'язку та ін.) повинні завершитися за мінімальний час, що передуює наданню самої послуги, запропонованої АС. Очевидно, вектор напрямку  $V_c^T$  має бути відомий заздалегідь або визначений методами оцінки напрямку приходу корисного сигналу. Це дасть можливість істотно покращити перехідні характеристики алгоритмів, що на практиці також досить помітно (до 4 дБ для чотирьохелементної АР) збільшить можливе ВСЗШ. Якість просторово-часової обробки сигналів зростає пропорційно числу АЕ. Для систем рухомого зв'язку можна рекомендувати алгоритми ААР, синтезовані на основі методів калманівської фільтрації формування ВВК з кількістю антенних елементів, що дорівнює 4 ...16.

#### Список літератури:

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию. – Москва: Радио и связь, 1986. – 448 с.
2. Баланис К.А., Иоанидес П.И. Введение в смарт-антенны. – Москва: Техносфера, 2012. – 200 с.
3. Коляденко Ю.Ю. Анализ эффективности алгоритмов адаптивных антенных решеток в линиях сотовой связи // Радиотехника. Всеукр. меж вед. научн.-техн. сб. – 2006. – Вып. 144. – С. 172-181.
4. Электромагнитная доступность источников радиоизлучений. Учебное пособие / Под ред. В. В. Поповского. – Ленинград: ВАС, 1987. – 262 с.
5. Коростелев А.А. Пространственно-временная теория радиосистем: учебное пособие для вузов. – Москва: Радио и связь, 1987. – 320 с.
6. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. – Москва: Энергия, 1975. – 528 с.
7. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием. – Москва: Радиотехника, 2001. – 352 с.
8. Караваев В.В., Сазонов В.В. Статистическая теория пассивной локации. – Москва: Радио и связь, 1987. – 240 с.
9. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – Москва: Радио и связь, 1981. – 416 с.
10. Пространственно-временная обработка сигналов / Под ред. И. Я. Кремера. – Москва: Радио и связь, 1984. – 224 с.
11. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. – Москва: Радио и связь, 1989. – 440 с.
12. Марковская теория оценивания в радиотехнике / Под ред. М. С. Ярлыкова. – Москва: Радиотехника, 2004. – 504 с.

13. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. – Москва: Радио и связь, 1984. – 272 с.
14. Jovanović A., Lazović L., Rubežić V. Adaptive Array Beamforming Using a Chaotic Beamforming Algorithm // Hindawi Publishing Corporation. International Journal of Antennas and Propagation. – Volume 2016. – Article ID 8354204. – P. 1-8. <http://dx.doi.org/10.1155/2016/8354204>.
15. Shahab S.N., Zainun A.R., Ali H.A., Hojabri M., Noordin N.H. MVDR algorithm based linear antenna array performance assessment for adaptive beamforming application // Journal of Engineering Science and Technology. – 2017. – Vol. 12, No. 5. – P.1366 – 1385.
16. Senapati A., Roy J.S. Adaptive Beamforming In Smart Antenna Usingt Chebyscheff Distribution And Variants Of Least Mean Square Algorithm // Journal of Engineering Science and Technology. – 2017. – Vol. 12, No. 3. – P.716-724.
17. Singh H., Jha R.M. Trends in Adaptive Array Processing // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation. – 2012, Article ID 361768. – P. 1-20. doi:10.1155/2012/361768.
18. Sharma S.K., Patwary M., Chatzinotas S. Multiple Access Techniques for Next Generation Wireless: Recent Advances and Future Perspectives // EAI Endorsed Transactions on Wireless Spectrum. – 2016. –Vol. 2, Issue 7. – P. 1-12.
19. Song X., Wang F., Wang J., Ren J. Robust Recursive Algorithm under Uncertainties via Worst-Case SINR Maximization // Journal of Electrical and Computer Engineering Volume. –2015. – Article ID 458521. – P. 1-8. <http://dx.doi.org/10.1155/2015/458521>.
20. Flaksman A. G., Sorokin I. S., Ermolayev V. T. Regularized estimate of the weight vector of an adaptive antenna array // Radiophysics and Quantum Electronics. – 2013. – Vol. 55, Issue 9. –P. 578–586. <https://doi.org/10.1007/s11141-013-9395-3>.

УДК 621.391

# ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕСУРСА НИСХОДЯЩЕГО КАНАЛА WiMAX С ПОМОЩЬЮ ПАКЕТА ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ SIMULINK



[А.В. ЛЕМЕШКО](#)

Харьковский национальный университет радиэлектроники



[Х.Д.К. Ал-ДЖАНАБИ](#)

Аль-нисур университетский колледж, Ирак



[А.В. ОЛЕНИЧ](#), [С.А. ГАЛАЙБА](#)

Харьковский национальный университет Воздушных Сил  
имени Ивана Кожедуба

*Abstract – The analysis of the method of balanced allocation of the frequency subchannels in a WiMAX downlink is carried out, which is based on the solution of the optimization problem of mixed integer linear programming related to maximizing the lower bound of satisfying the requirements for the allocated subscriber stations bandwidth based on their priority. The constraints were the conditions for allocating each subchannel to no more than one subscriber station and conditions for ensuring a balanced allocation of frequency subchannels to subscriber stations in accordance with their priorities. To evaluate the performance and the effectiveness of the considered method of channel resource allocation in WiMAX technology, the MATLAB Simulink package was used, which is represented by the block diagram of the downlink simulation model of the IEEE 802.16 Physical Layer. Using a downlink simulation model of the Physical Layer of the IEEE 802.16 standard, a comparative analysis of the proposed method and the previously known methods of Maximum Sum Rate (MSR), Maximum Fairness (MF), Proportional Fairness (PF), and Round Robin (RR) Scheduler was conducted. It is shown that the use of the proposed solutions allows increasing the level of Quality of Service of user requests for bandwidth on average from 12-16% compared with MF, PF and up to 20-34% compared with MSR and RR. The proposed method provided the highest efficiency with an increase in the number of subscriber stations, the number of frequency subchannels and an increase in heterogeneity in models and service priorities, as well as the requirements regarding the Quality of Service level.*

Анотація – З використанням імітаційної моделі низхідного каналу зв'язку фізичного рівня стандарту IEEE 802.16 пакета MATLAB Simulink проведено порівняльний аналіз методу збалансованого розподілу частотних підканалів і раніше відомих методів: Maximum Sum Rate (MSR), Maximum Fairness (MF), Proportional Fairness (PF) і Round Robin (RR) Scheduler. Показано, що використання запропонованих рішень дозволяє підвищити рівень якості обслуговування запитів користувачів за пропускною здатністю в середньому від 12-16% у порівнянні з методами MF, PF і до 20-34% - у порівнянні з методами MSR і RR.

Аннотация – С использованием имитационной модели нисходящего канала связи физического уровня стандарта IEEE 802.16 пакета MATLAB Simulink проведен сравнительный анализ метода сбалансированного распределения частотных подканалов и ранее известных методов: Maximum Sum Rate (MSR), Maximum Fairness (MF), Proportional Fairness (PF) и Round Robin (RR) Scheduler. Показано, что использование предложенных решений позволяет повысить уровень качества обслуживания запросов пользователей по пропускной способности в среднем от 12-16% по сравнению с методами MF, PF и до 20-34% – по сравнению с методами MSR и RR.

## Введение

Технология IEEE.802.16 WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) занимает одно из лидирующих мест в рейтинге беспроводных технологий. Именно ее использование нацелено на обеспечение высокоскоростного доступа как фиксирован-

ным, так и мобильным абонентам [1-3]. Но несмотря на постоянное совершенствование данной технологии стандарта, основным сдерживающим фактором внедрения новых телекоммуникационных сервисов в WiMAX-сетях является их невысокая по сравнению с проводными технологиями производительность. В этой связи в новых спецификациях стандарта IEEE 802.16 находят свое применение перспективные разработки, связанные с использованием технологии, различных методов расширения спектра сигнала; технологий интеллектуальных или фазированных антенных решеток; организационных мероприятий по изменению территориального местоположения базовых станций; более эффективных схем модуляции и кодирования сигналов; методов поляризации, пространственно-временной обработки и др.

Наряду с перечисленными решениями на практике все чаще повышение производительности WiMAX-сетей основывается на эффективном использовании и распределении частотного и временного ресурса, предоставляемого технологиями физического уровня OSI. При этом важную роль в процессе сбалансированного распределения ресурса нисходящего канала технологии WiMAX играет учет приоритета запросов пользовательских станций. Чем выше приоритет запроса, тем больший объем ресурса должен выделяться станции в данный текущий момент времени. В свою очередь политики назначения приоритетов должны адекватно отображать важность того или иного приложения, а также уровень их требований к уровню качества обслуживания по множеству показателей.

Целью данной статьи является исследование ранее предложенного в работах [3, 4] метода сбалансированного распределения частотных подканалов в нисходящем канале WiMAX и проведение сравнительного анализа полученных результатов с технологическими алгоритмами, которые используются на практике, на основе пакета имитационного моделирования MATLAB/Simulink.

## **I. Метод распределения частотных подканалов в нисходящем канале WiMAX**

В основу исследуемого метода [3, 4] положена оптимизационная задача сбалансированного распределения частотных подканалов в нисходящем канале WiMAX, в рамках которой предполагаются известными следующие исходные данные:

- 1) ширина используемого частотного канала изменяется в пределах от 1,25 МГц до 20 МГц;
- 2) выбранный режим использования подканалов (FUSC, PUSC, OPUSC, OFUSC или TUSC);
- 3)  $N$  – общее число пользовательских станций в сети;
- 4)  $L$  – множество возможных значений числа подканалов в зависимости от ширины частотного канала. Например, для режима DL FUSC  $L = \{2, 8, 16, 32\}$ , а для режима DL PUSC  $L = \{3, 15, 30, 60\}$ ;
- 5)  $K$  – выбранное количество подканалов, используемых в нисходящем канале связи;

- 6)  $R_{\text{треб}}^n$  – требуемая пропускная способность для обслуживания  $n$ -й пользовательской станции (Мбит/с);
- 7)  $R^{n,k}$  – пропускная способность, которую обеспечивает выделение  $k$ -го подканала  $n$ -й пользовательской станции ( $n = \overline{1, N}$ ,  $k = \overline{1, K}$ );
- 8)  $BLER$  – вероятность блоковой ошибки, получаемая гибридной системой автоматических перезапросов (Hybrid automatic repeat request, HARQ).

Пропускная способность ( $R^{n,k}$ ), которую обеспечивает выделение  $k$ -го подканала  $n$ -й пользовательской станции (Subscriber Station, SS), представляет собой количество переданных бит за единицу времени (секунду), исключая пилотные биты, и может быть рассчитана из выражения:

$$R^{n,k} = \frac{R_c^{n,k} k_b^{n,k} K_s (1 - BLER)}{(T_b + T_g + T_{TRG} + T_{RTG})}, \quad (1)$$

где  $R_c^{n,k}$  – скорость кода используемого при кодировании сигнала  $k$ -го подканала, выделенного для  $n$ -й пользовательской станции;

$k_b^{n,k}$  – битовая загрузка символа  $k$ -го подканала, выделенного для  $n$ -й пользовательской станции;

$K_s$  – число поднесущих, используемых для передачи данных в одном подканале;

$T_b = 89,6$  мкс – длительность полезной части символа;

$T_g$  – длительность защитного интервала между символами, который может принимать четыре значения относительно длительности полезной части символа:

$T_g = T_b / 4 = 22,4$  мкс,  $T_g = T_b / 8 = 11,2$  мкс,  $T_g = T_b / 16 = 5,6$  мкс и  $T_g = T_b / 32 = 2,8$  мкс;

$T_{TRG} = 105,7$  мкс – длительность интервала переключения с передачи на прием (Transmit/Receive Transition Gap, TRG);

$T_{RTG} = 60$  мкс – длительность интервала переключения с приема на передачу (Receive/Transmit Transition Gap, RTG);

По аналогии с подходом, предложенным в работах [4-12], пусть в рамках рассматриваемого метода в ходе решения задачи распределения подканалов между пользовательскими станциями сети необходимо обеспечить расчет булевой управляющей переменной ( $x_n^k$ ):

$$x_n^k = \begin{cases} 1, & \text{если } k\text{-й подканал выделен } n\text{-й пользовательской станции;} \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (2)$$

С точки зрения физики моделируемого процесса число переменных (2), регламентирующих процесс выделения подканалов пользовательским станциям, составляет  $N \cdot K$ . Переменные (2) полностью определяют порядок распределения подканалов нисходящего канала связи WiMAX технологии между станциями пользователей. В связи с этим при расчете искомым управляющих переменных (2) необходимо выполнить ряд важных условий.

Условия выделения  $k$ -го подканала не более чем одной пользовательской станции имеет следующий вид:

$$\sum_{n=1}^N x_n^k \leq 1, \quad (k = \overline{1, K}). \quad (3)$$

Важное место в структуре предлагаемого решения играют условия обеспечения качества обслуживания по показателям производительности. Поскольку в сети WiMAX должны поддерживаться одновременно несколько типов архитектур обеспечения QoS (best effort, DiffServ и IntServ) для потоков различных приложений и служб [13-15], то это определяет необходимость введения условий:

$$\sum_{k=1}^K x_n^k R^{n,k} \geq \delta_n R_{\text{треб}}^n, \quad (n = \overline{1, N}), \quad (4)$$

где

$$\delta_n = \begin{cases} 1, & \text{если для } n\text{-й SS необходимо обеспечить гарантии} \\ & \text{по выделяемой пропускной способности;} \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Левая часть выражений (4) определяет суммарный объем выделенной  $n$ -й пользовательской станции пропускной способности нисходящего канала связи WiMAX ( $R_{\text{выд}}^n$ ), зависящий от числа выделенных частотных подканалов и их характеристик (1). В правой части неравенства записаны QoS-требования пользователей данной станции. Кроме того, значение  $\delta_n = 1$  отображает вариант реализации политики гарантированного обслуживания, основанной на резервировании канального ресурса. Варианты, при которых  $\delta_n = 0$ , моделируют случаи предоставления сервиса Best Effort (обслуживание по возможности) или дифференцированного обслуживания (DiffServ).

Важным дополнением выражений (4) являются условия обеспечения сбалансированного выделения частотных подканалов пользовательским станциям в соответствии с их приоритетами:

$$\frac{R_{\text{выд}}^n}{(Pr_n + 1)R_{\text{треб}}^n} \geq \beta, \quad (n = \overline{1, N}), \quad (5)$$

где

$$R_{\text{выд}}^n = \sum_{k=1}^K x_n^k R^{n,k}, \quad (n = \overline{1, N}), \quad (6)$$

$Pr_n$  – это величина приоритета  $n$ -й пользовательской станции, определяемого, например, типом предоставляемого сервиса (табл. 1);  $\beta$  – управляющая переменная,

которая характеризует нижний динамически управляемый порог удовлетворения требований всех пользовательских станций сети по пропускной способности.

Таблица 1. Вариант соответствия типов сервисов и приоритетов в сети WiMAX

Тип сервиса (сервисный класс WiMAX)	Назначаемый приоритет
ErtPS	4
UGS	3
rtPS	2
nrtPS	1
BE	0

В общем случае имеет место условие

$$\beta \geq 0. \quad (7)$$

Для выбора наиболее предпочтительного варианта решения задачи распределения частотных подканалов важно располагать критериями оптимальности получаемых решений. Подобный критерий должен адекватно отражать физический смысл решаемой технологической задачи, а также способствовать получению искомым результатов в реальном масштабе времени и с заданной точностью. В этой связи, решение задачи сбалансированного распределения частотных подканалов в нисходящем канале WiMAX в рамках предложенного метода может быть представлено в виде решения оптимизационной задачи с критерием

$$\max_{x, \beta} \beta, \quad (8)$$

при этом условия (2)-(7) выступают в качестве линейных ограничений.

Использование критерия (8) способствует сбалансированному выделению числа подканалов пользовательским станциям WiMAX сети с учетом их приоритета ( $Pr_n$ ) и количественных требований к уровню QoS ( $R_{nrb}^n$ ) ввиду введенных в метод условий (5). Сформулированная оптимизационная задача, основанная на критерии (8), относится к классу задач смешанного целочисленного линейного программирования (Mixed Integer Linear Programming, MILP), т.к. в основном искомые переменные (2) являются булевыми, а одна переменная (7) – положительная вещественная; критерии оптимальности (8) и ограничения (2)-(7), которые накладываются на управляющие переменные, определяя связь между ними, носят линейный характер.

## II. Описание схемы экспериментального исследования на основе пакета имитационного моделирования MATLAB/Simulink

Для исследования метода распределения ресурса нисходящего канала WiMAX (1)-(8) был выбран пакет Simulink. Данный пакет имитационного моделирования позволяет использовать уже готовые, хорошо апробированные библиотеки про-

грамм и блоков имитации для моделирования средств цифровой связи различных телекоммуникационных технологий, отнесенных к различным уровням OSI. Немаловажным также является то, что пакет Simulink интегрирован в среду MATLAB, поддерживая очень удобный, эргономичный графический интерфейс как ввода исходных данных и настройки имитационной модели, так и визуализации, анализа и обработки получаемых результатов исследования.

В рамках проводимого исследования предложенного метода была использована имитационная модель нисходящего канала связи стандарта IEEE 802.16 WiMAX, представленная на рис. 1.

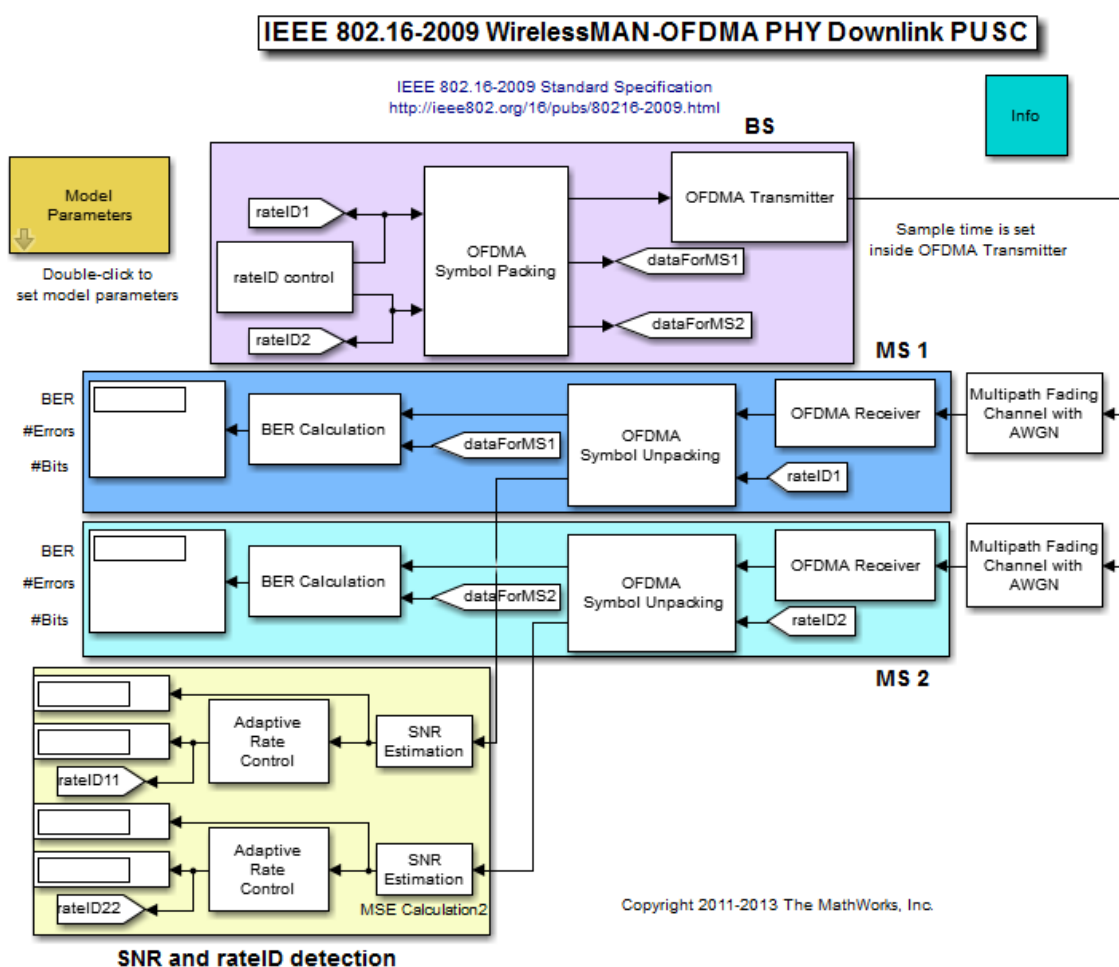


Рис. 1. Блок-схема имитационной модели нисходящего канала связи физического уровня стандарта IEEE 802.16 в пакете Simulink

Необходимый порядок распределения подканалов, который рассчитывался с помощью подпрограмм `intlinprog` и `fmincon` пакета Optimization Toolbox, задавался через модуль OFDMA Symbol Packing. Процесс передачи сформированных пакетов регулировался с помощью настройки блока OFDMA Transmitter. Прежде чем имитируемый сигнал поступал в приемник той или иной пользовательской станции (OFDMA Receiver), он «зашумлялся» в соответствии с параметрами

сигнально-помеховой обстановки (аддитивный белый гауссовский шум и многолучевое замирание канала), задаваемыми в блоке Multipath fading channel with AWGN.

В рамках исследуемой модели (рис. 1) блок имитации работы базовой станции BS отвечает за формирование пакетов данных путем адаптивно выбранной MCS и заданного порядка распределения подканалов, а работа технологических средств физического уровня с точки зрения обмена данными от базовой станции к двум мобильным станциям будет воспроизводиться в режиме DL PUSC (табл. 2).

Таблица 2. Порядок распределения поднесущих подрежима DL PUSC для режима OFDMA

Ширина полосы канала (МГц)	1,25	2,5	5	10	20
Количество поднесущих	128	256	512	1024	2048
Число поднесущих для передачи данных на один подканал	24	Не используется	24	24	24
Количество подканалов (коэффициент масштабирования)	3		15	30	60
Общее количество поднесущих, используемых для передачи данных	72		360	720	1440
Общее количество пилотных поднесущих	12		60	120	240
Количество поднесущих в нижнем защитном интервале	11		46	92	184
Количество поднесущих в верхнем защитном интервале	10		45	91	183

Нисходящий и восходящий каналы разделяются интервалами переключения. Длительность интервала переключения с передачи на прием (transmit/receive transition gap, TTG) составляет  $T_{TTG} = 105,7$  мкс, а интервала переключения с приема на передачу (receive/transmit transition gap, RTG)  $T_{RTG} = 60$  мкс [3].

В результате полученные на приемной стороне OFDMA-пакеты распаковывались и отправлялись в модуль BER calculation, с помощью которого оценивался коэффициент битовых ошибок и число принятых бит.

С точки зрения цели проводимых исследований, ключевую роль в блоке BS играл модуль OFDMA Symbol Packing (рис. 2), на который возлагались функции по моделированию процессов формирования OFDMA-пакетов, распределения частотного ресурса (подканалов) между двумя пользовательскими станциями.

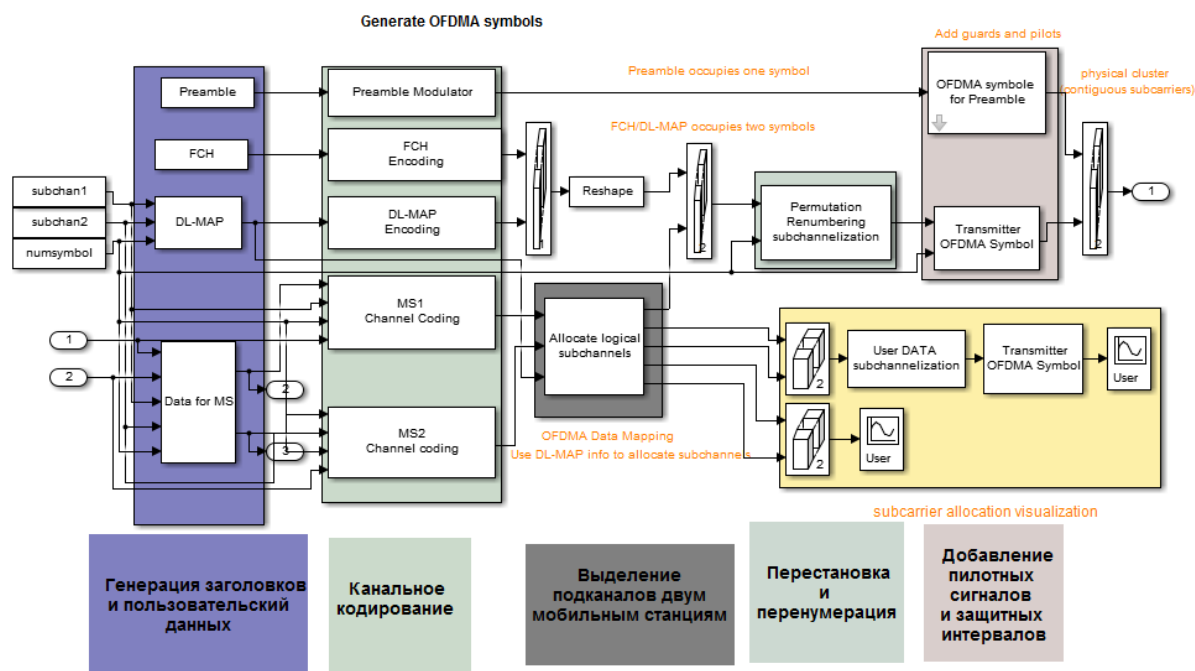


Рис. 2. Блок-схема модуля OFDMA Symbol Packing блока BS

Модуль OFDMA Symbol Packing состоит из пяти частей (рис. 2), имеющих такие названия:

- генерация заголовков и пользовательских данных;
- канальное кодирование;
- выделение подканалов;
- перестановка и перенумерация;
- добавление пилотных и защитных интервалов.

Тип реализованной схемы модуляции и кодирования сигналов согласно стандарта IEEE 802.16 осуществляется за счет установки идентификатора RateID (табл. 3).

Таблица 3. Соответствие параметра RateID типу схемы адаптивного кодирования и модуляции

RateID	Вид модуляции и скорость сверточного кодера
0	QPSK 1/2
1	QPSK 3/4
2	16-QAM 1/2
3	16-QAM 3/4
4	64-QAM 1/2
5	64-QAM 2/3
6	64-QAM 3/4

В соответствии с поддерживаемым режимом (PUSC) стандарта IEEE 802.16 первичный частотный ресурс был представлен 1024 поднесущими, из которых для передачи пользовательских данных использовались лишь 720 поднесущих, а остальные

были зарезервированы для пилотных сигналов и для защитных интервалов. Эти поднесущие были псевдослучайным образом сгруппированы в 30 подканалов (0÷29), каждый из которых образовывался 24 поднесущими.

В ходе использования описанной имитационной модели пакета Simulink была возможность задавать следующее множество параметров в блоке Block Parameters (рис. 3):

- количество информационных OFDM символов в каждом burst от 4 до 10;
- номер сегмента в режиме PUSC, от 0 до 3;
- порядок распределения подканалов двум пользовательским станциям, диапазон которого задается следующим образом: [start1 end1; start2 end2];
- ширина канала 1,25; 2,5; 5; 10; 20 МГц;
- циклический префикс (1/4, 1/8, 1/16, 1/32);
- пороговые значения отношения сигнал/шум для адаптивного изменения скорости модуляции и кодирования.

В первом случае первой станции выделялось 6 подканалов, второй станции – 24 (рис. 3 а), тогда как во втором случае первой станции – 21 подканал, а второй – 9 (рис. 3 б). На рис. 4 и рис. 5 показан результирующий порядок выделения подканалов и поднесущих первой и второй пользовательским станциям для первого и второго случая.

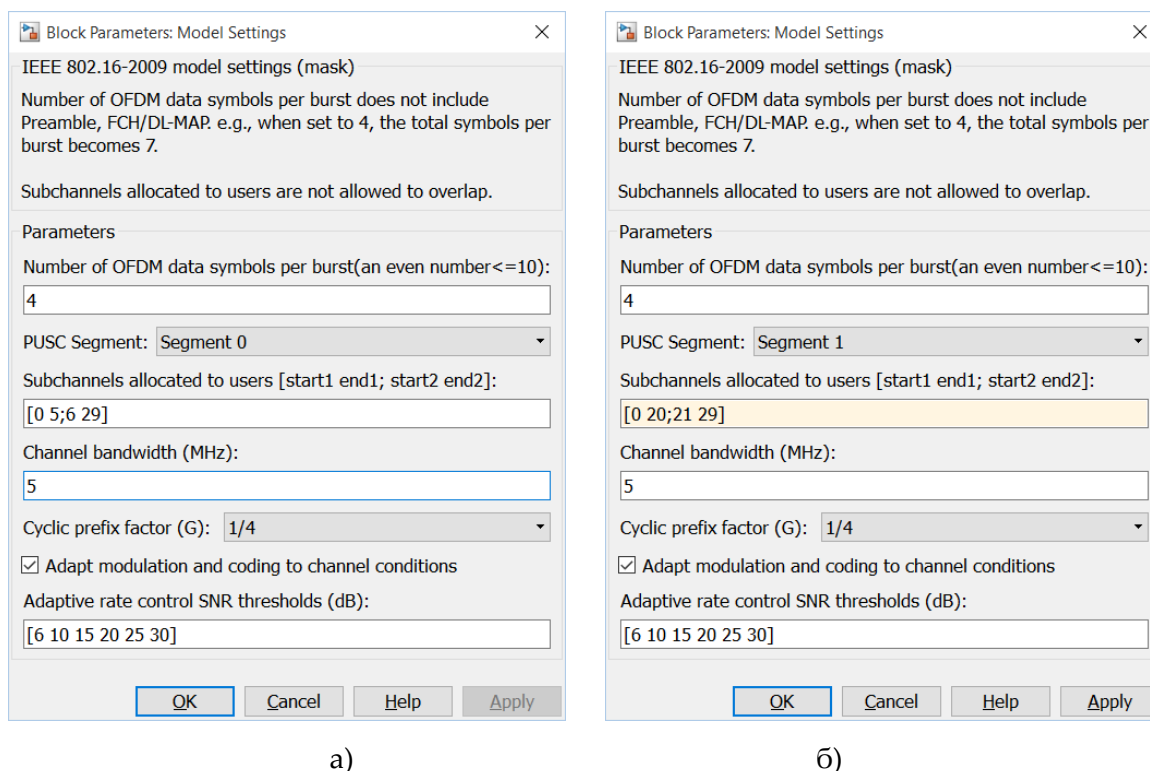


Рис. 3. Примеры задаваемых данных в Block Parameters

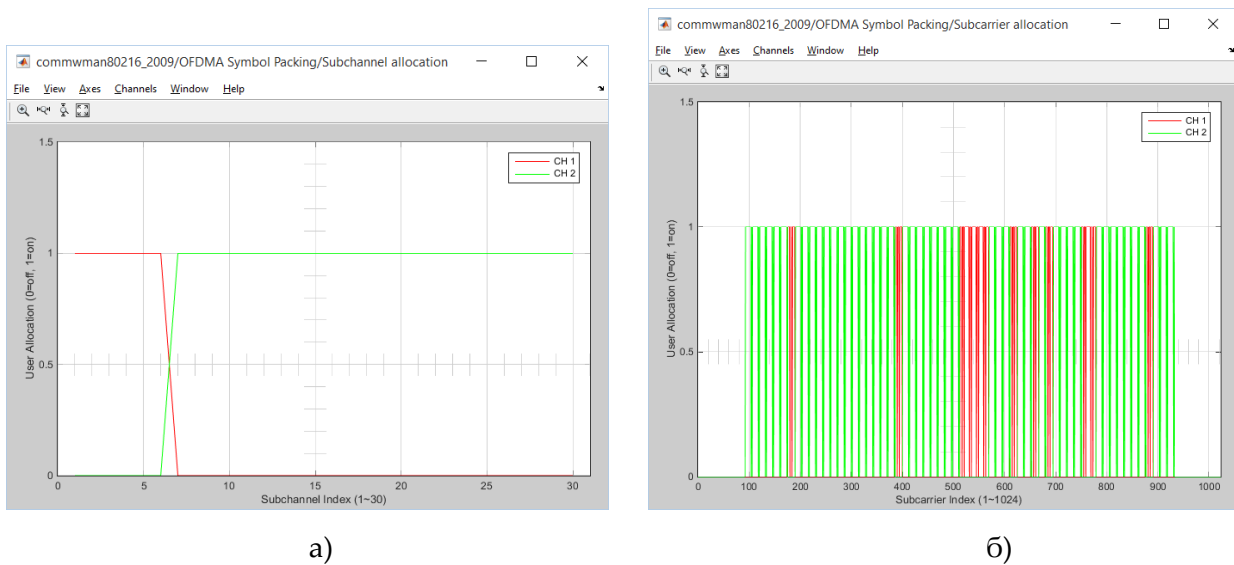


Рис. 4. Результирующий порядок выделения подканалов (а) и поднесущих (б) первой и второй пользовательским станциям для первого случая

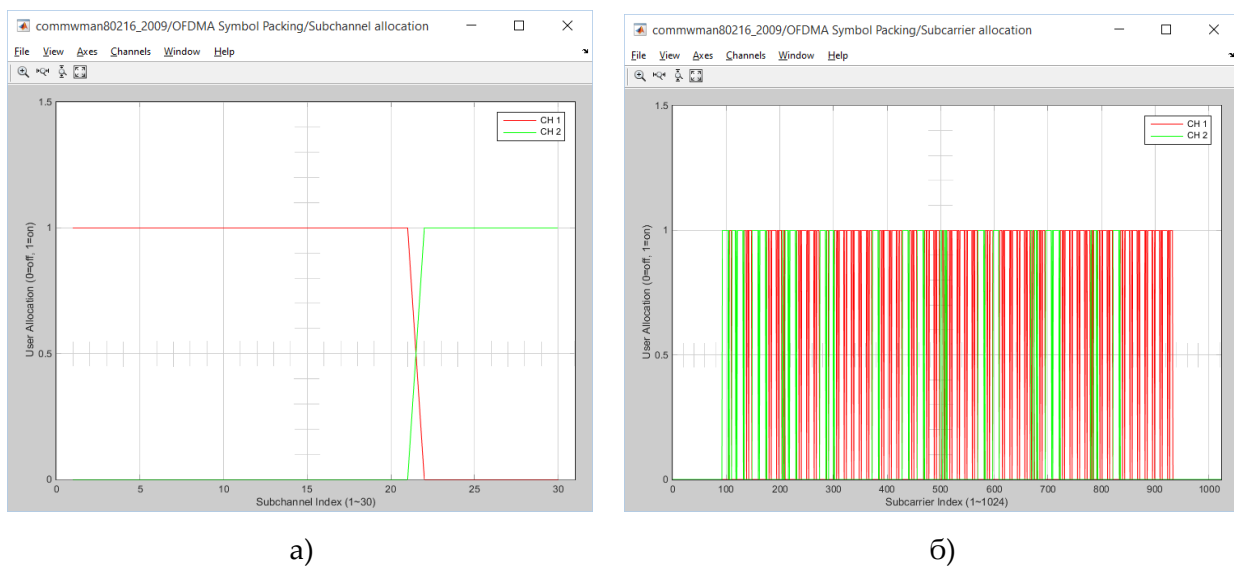


Рис. 5. Результирующий порядок выделения подканалов (а) и поднесущих (б) первой и второй пользовательским станциям для второго случая

Количественные результаты сравнения двух вариантов распределения подканалов и поднесущих, отображаемые в модуле SNR and rateID detection, показаны на рис. 6.

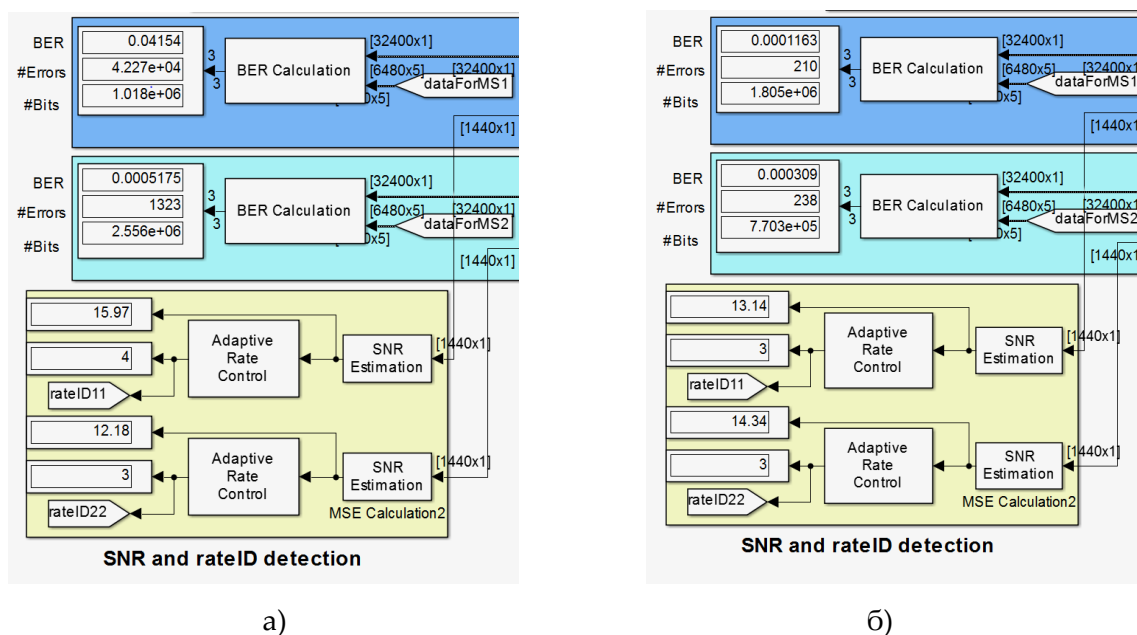


Рис. 6. Количественные результаты сравнения рассмотренных вариантов распределения подканалов и поднесущих для первого (а) и второго (б) случаев, отображаемые в модуле SNR and rateID detection

На рис. 6 указаны номер идентификатора `rateID` и отношение сигнал/шум для текущего времени. Хотя в первом рассмотренном случае первой пользовательской станции и было выделено в 4 раза меньше частотного ресурса, чем второй станции, но величина выделенной пропускной способности отличалась всего в 2,5 раза (рис. 6). Это объяснялось тем, что при передаче данных первой станции использовалась более скоростная схема модуляции и кодирования (`rateID=4`, 64-QAM 1/2). Перераспределение подканалов в пользу второй станции – 2:1, привело к увеличению выделяемой пропускной способности приблизительно в 2,3 раза, т.к. в этом случае обе станции использовали схему 16-QAM 3/4 (`rateID=3`).

Таким образом, изменяя ширину канала и порядок распределения подканалов между станциями пользователей (рис. 3), с помощью пакета Simulink можно отследить, как это скажется на результирующей пропускной способности, которая будет выделена данным станциям на физическом уровне (рис. 6). Исследование проводилось для множества исходных данных, отличающихся величинами ширины канала, параметрами шума, числом подканалов, количеством пользовательских станций и моделями обслуживания запросов пользователей.

### III. Сравнительный анализ предложенного метода и известных решений распределения подканалов в нисходящем канале WiMAX

Эффективность предложенного метода сравнивалась по показателям пропускной способности, выделяемой пользовательским станциям сети, с такими методами распределения частотных подканалов, как:

- метод обеспечения максимальной скорости передачи (Maximum Sum Rate, MSR);
- метод максимальной справедливости (Maximum Fairness, MF);
- метод пропорциональной справедливости (Proportional Fairness, PF);
- метод кругового обслуживания (Round Robin, RR).

В ходе сравнительного анализа оценивалось влияние на результирующую пропускную способность, выделяемую SS, уровня QoS-требований, т.е. загруженности сети, ширины нисходящего канала WiMAX и, как следствие, числа доступных к распределению частотных подканалов. Для примера результаты анализа будут продемонстрированы для двух вариантов исходных данных:

- вариант 1: ширина канала 5 МГц, распределяются восемь подканалов между тремя станциями;
- вариант 2: ширина канала 10 МГц распределяются шестнадцать подканалов между тремя станциями.

В ходе проведенного анализа сосредоточимся на реализации модели обслуживания DiffServ, основанной на приоритетах, что наиболее полно соответствует мультисервисному характеру сети WiMAX.

При первом варианте исходных данных на рис. 7 показана динамика выделения с помощью сравниваемых методов пропускной способности нисходящего канала шириной 5 МГц трем станциям, имеющим, для примера, нулевые приоритеты запросов к обслуживанию (best effort). На этом и последующих рисунках предлагаемый в работе метод распределения сетевого ресурса нисходящего канала WiMAX обозначен как «Метод».

Как видно из рис. 7, предложенный метод обеспечивает выполнение QoS-требований всех станций при  $R_{trb}^1 \leq 2$  Мбит/с. Из сравниваемых методов лишь метод обеспечения максимальной скорости передачи смог одновременно предоставить гарантии обслуживания, но лишь до  $R_{trb}^1 \leq 1,7$  Мбит/с (рис. 7 а), т.е. предложенный метод позволил повысить производительность сети на 17%. Оставшиеся методы не смогли обеспечить заданный уровень обслуживания одновременно трем пользовательским станциям ни при одной комбинации требований. Кроме того, важно отметить, что сравниваемые методы в отличие от предлагаемого метода не обеспечивают адаптацию решений к изменению QoS-требований станций сети, что является несомненно их основным недостатком.

Пусть второй и третьей станциям необходимо обеспечить гарантии качества обслуживания, причем  $R_{trb}^2 = R_{trb}^3 = 1$  Мбит/с, а первой – дифференцированное обслуживание при  $P_{r1} = 3$  (рис. 8). Тогда, как показано на рис. 8, ввиду снижения уровня QoS-требований второй и третьей станциям их запросы будут гарантированно удовлетворены всеми сравниваемыми методами. При этом предложенный метод выделил первой станции (рис. 8 а) 2,5 Мбит/с, что на 35% лучше метода PF, на 56% лучше метода MSR, на 72,5% лучше метода MF и на 92% лучше метода RR. Это объ-

ясняется тем, что сравниваемые методы с избытком выделяли частотные подканалы второй и третьей станциям (рис. 8 б и 8 в).

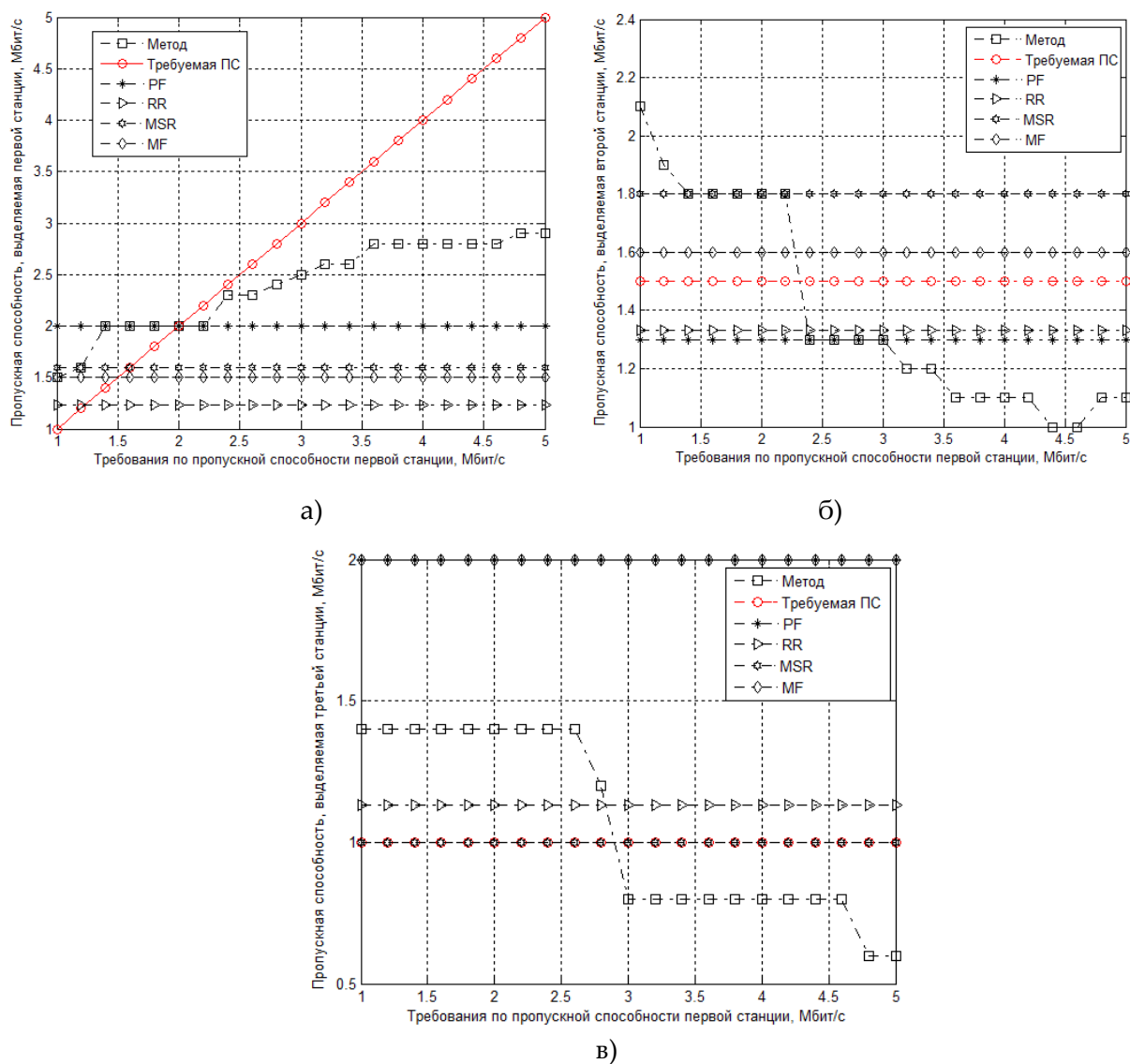


Рис. 7. Динамика выделения с помощью сравниваемых методов пропускной способности нисходящего канала шириной 5МГц трем станциям, имеющим нулевые приоритеты запросов к обслуживанию

При дальнейшем увеличении приоритета запросов первой станции ( $P_{r1} = 5$ ) предложенный метод обеспечивал строго необходимый уровень качества обслуживания второй и третьей станциям, что позволило по сравнению с другими методами повысить выигрыш по выделяемой пропускной способности первой станции и производительности WiMAX-сети в целом дополнительно на 8%.

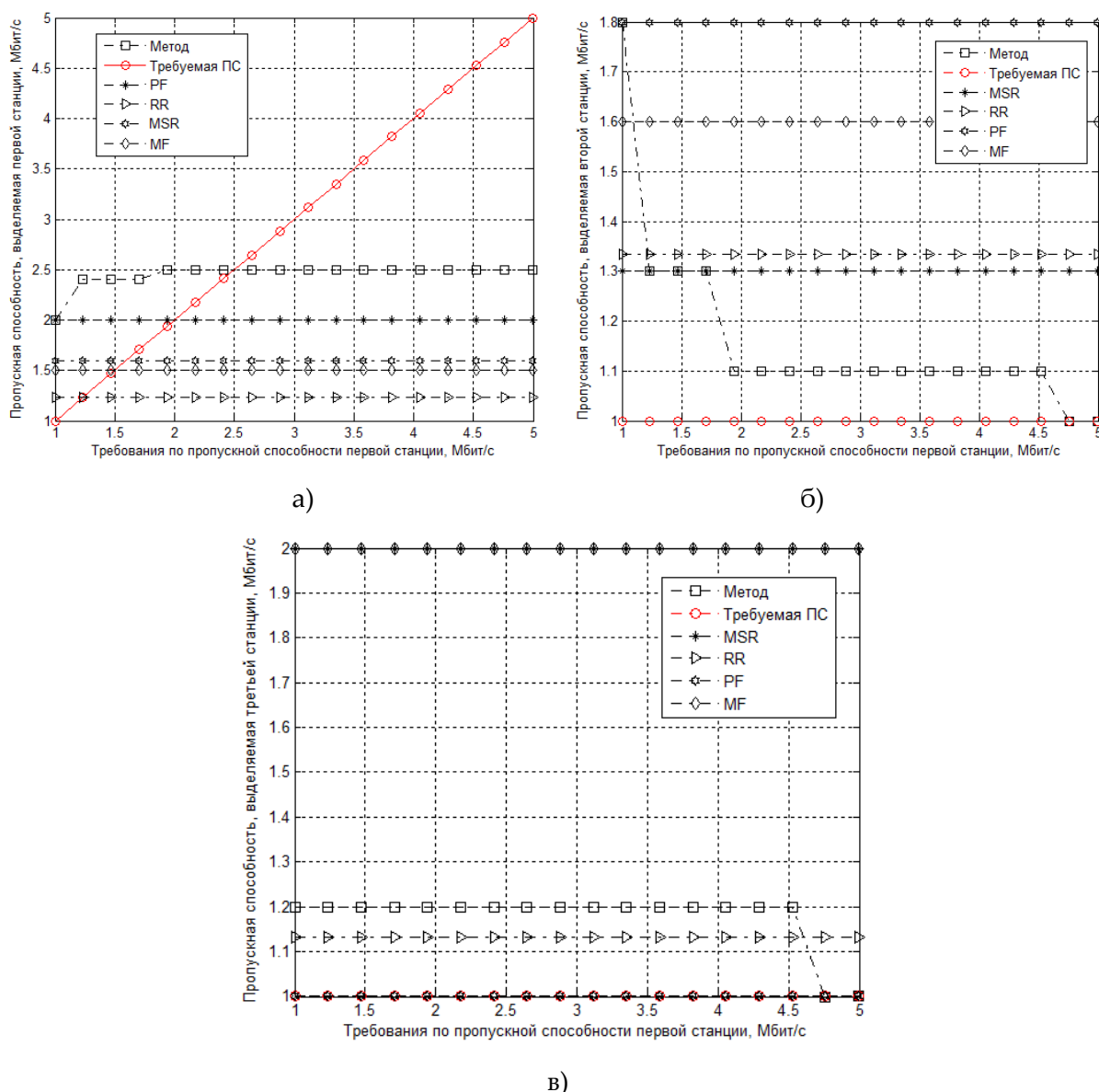


Рис. 8. Динамика выделения с помощью сравниваемых методов пропускной способности нисходящего канала шириной 5МГц трем станциям с различными типами обслуживания

Если первая станция имела приоритет, равный 1, то предложенный метод обеспечивал выделение первой станции 2,25 Мбит/с, что сопровождалось снижением выигрыша по пропускной способности в среднем на 11% по сравнению со случаем, когда первая станция имела третий приоритет.

Подобная ситуация наблюдалась и при втором варианте исходных данных, в рамках которого ширина канала составляла 10 МГц, а необходимо было распределить шестнадцать подканалов между тремя пользовательскими станциями. В первом случае также все станции имели нулевой приоритет обслуживания. Это привело к тому, что лишь предложенный метод и методы максимальной и пропорциональной справедливости смогли обеспечить заданный уровень обслуживания всем трем станциям (рис. 9).

При этом предложенный метод обеспечил выделение первой станции 4,3 Мбит/с, метод PF – 4 Мбит/с, а метод MF – 3,5 Мбит/с (рис. 9 а) при выполнении QoS-требований второй и третьей станций (рис.9 б и в). Таким образом, предложенный в работе метод позволил повысить производительность WiMAX-сети на 7,5% по сравнению с методом PF и на 22,8% по сравнению с методом MF. В случае, когда первая SS будет иметь более высокий приоритет, например, второй, это приведет к перераспределению подканалов предложенным методом (рис. 10), т.к. другие сравниваемые методы к изменению приоритетов запросов пользователей не чувствительны. В итоге, предложенный метод обеспечил заданный уровень качества обслуживания всех трех станций уже при  $R_{треб}^1 = 4,5$  Мбит/с, что на 12,5% больше по сравнению с методом PF и на 28,5% больше по сравнению с методом MF.

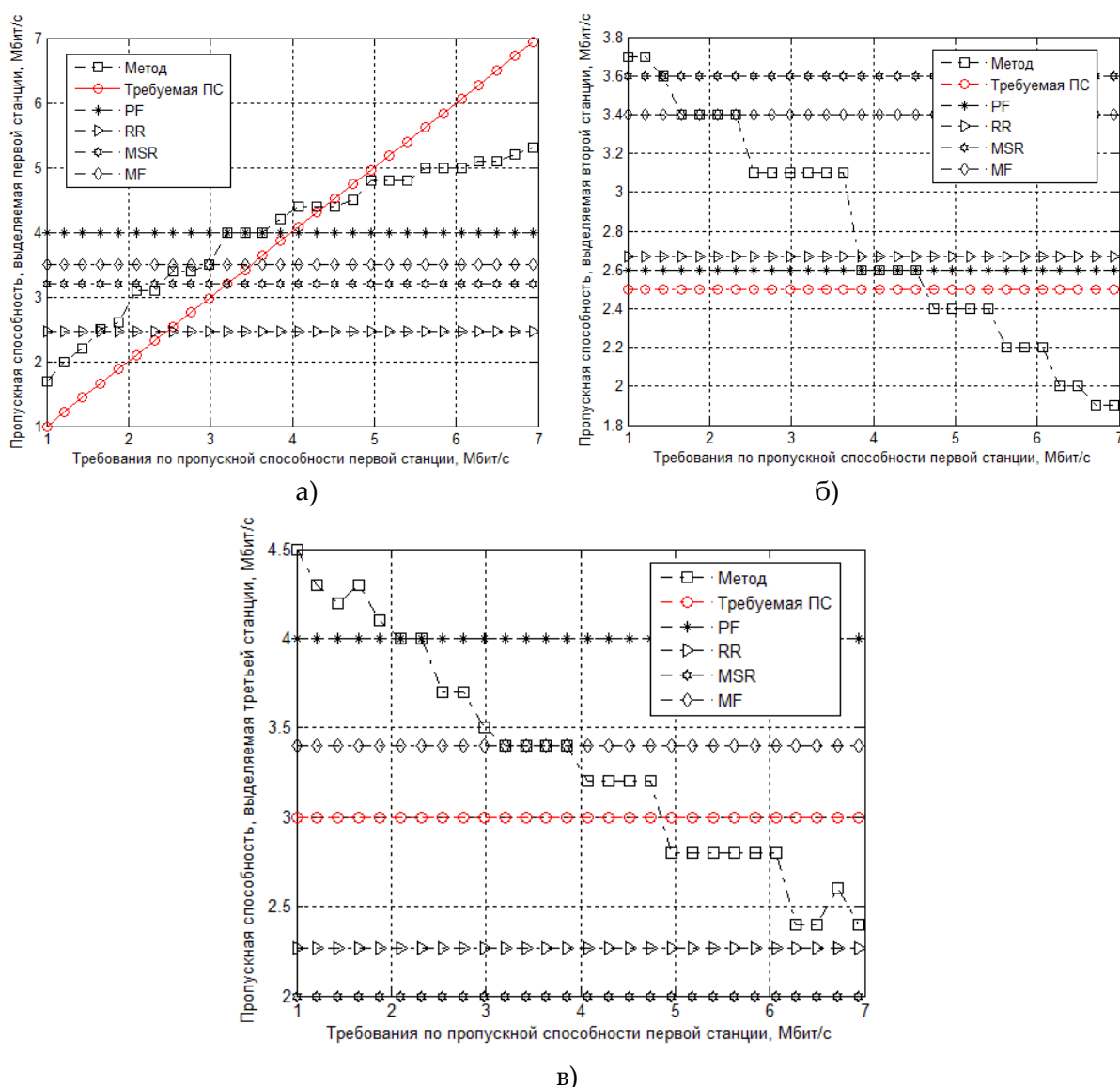


Рис. 9. Динамика выделения с помощью сравниваемых методов пропускной способности нисходящего канала шириной 10МГц трем станциям, имеющим нулевые приоритеты запросов к обслуживанию

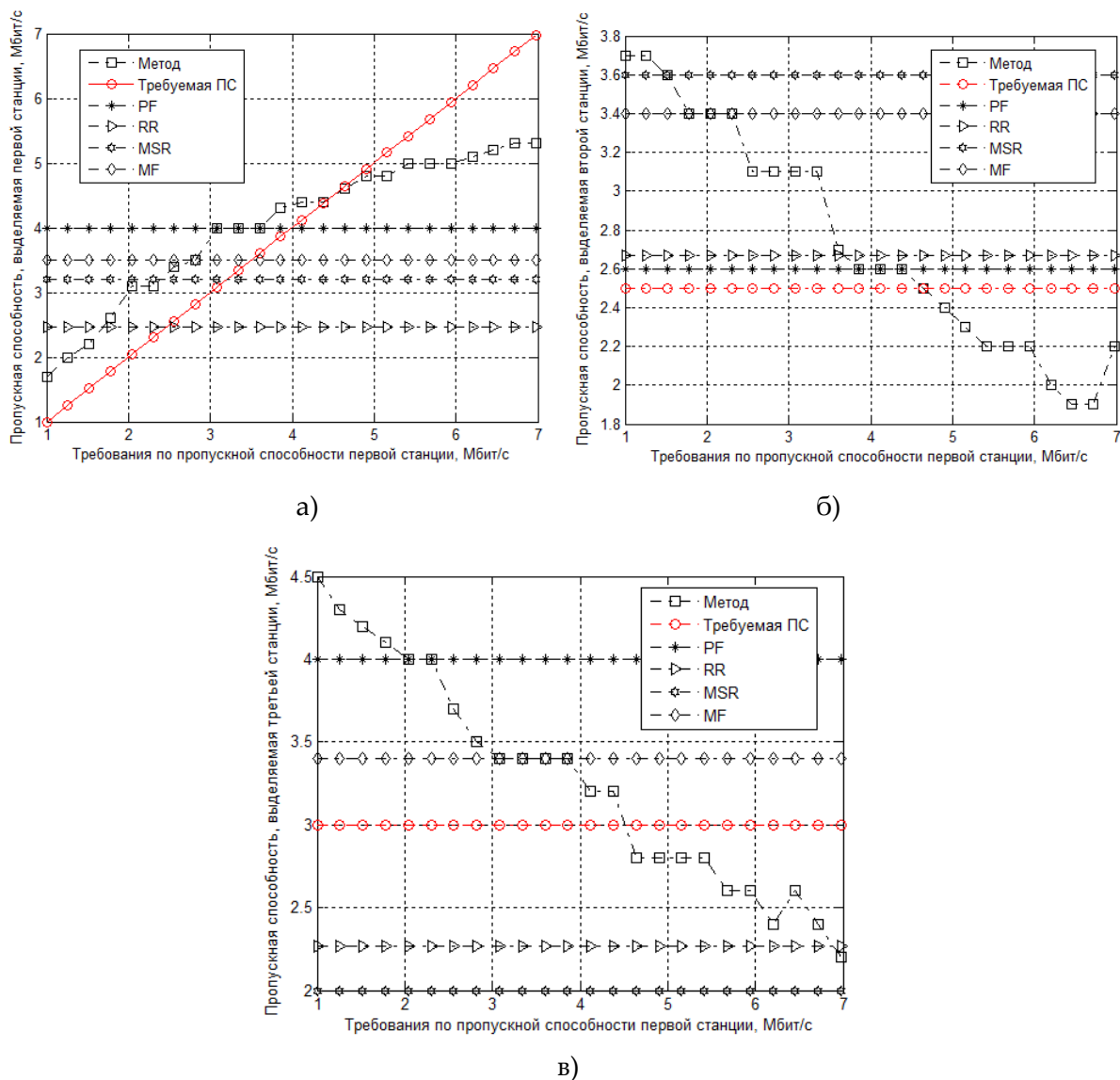


Рис. 10. Динамика выделения с помощью сравниваемых методов пропускной способности нисходящего канала шириной 10МГц трем станциям, при повышении приоритета запросов первой станции

Подводя итог проведенным исследованиям, стоит выделить, что в зависимости от ширины канала, числа подканалов, типа обслуживания и уровня QoS-требований предложенный метод позволил повысить уровень качества обслуживания запросов пользователей по пропускной способности в среднем по сравнению с методом пропорциональной справедливости (PF) на 12-15%, с методом максимальной справедливости (MF) – на 14-16%, с методом обеспечения максимальной скорости передачи (MSR) – на 20-25%, а с методом кругового обслуживания (RR) – на 30-34%.

## Выводы

Таким образом, в статье рассмотрен метод сбалансированного распределения частотных подканалов в нисходящем канале WiMAX. В основу метода положена оптимизационная модель сбалансированного выделения числа подканалов пользовательским станциям с учетом их приоритета и количественных требований к выделяемой пропускной способности, которая представлена системой линейных условий (2)-(7), описывающих процесс распределения подканалов в нисходящем канале WiMAX. Для выбора наиболее предпочтительного варианта распределения подканалов сформулирован критерий оптимальности получаемых решений, использование которого способствует обеспечению балансировки ресурсов (8).

Для оценки работоспособности и эффективности метода распределения ресурса нисходящего канала технологии WiMAX было проведено экспериментальное исследование с помощью пакета имитационного моделирования Simulink. Для этого в данном пакете была обоснована к применению блок-схема имитационной модели нисходящего канала связи физического уровня стандарта IEEE 802.16, с помощью которой можно задавать параметры нисходящего канала и выбранной схемы модуляции и кодирования, число и характеристики подканалов, а также оценивать влияние изменений в численных значениях перечисленных параметров на пропускную способность физического уровня, выделяемую той или иной SS.

Кроме того, был проведен сравнительный анализ предложенного метода и ранее известных методов (Maximum Sum Rate, Maximum Fairness, Proportional Fairness Scheduling и Round Robin Scheduler). Показано, что использование предложенных решений позволяет повысить уровень качества обслуживания запросов пользователей по пропускной способности в среднем от 12-16% по сравнению с методами MF, PF и до 20-34% – по сравнению с методами MSR и RR. Наибольшую эффективность предложенный метод обеспечивал с увеличением числа станций, количества частотных подканалов и роста разнородности в моделях и приоритетах обслуживания, а также уровня QoS-требований.

## Список литературы:

1. *Andrews J.G. Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking / J.G. Andrews; A. Ghosh; R. Muhamed. – Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 2007. – 496 p.*
2. *Вишневский В.М. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G / В.М. Вишневский, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – Техносфера, 2009. – 453 с.*
3. *Гепко И.А. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития / И.А. Гепко, В.Ф. Олейник, Ю.Д. Чайка, А.В. Бондаренко. – К.: «ЕКМО», 2009. – 672 с.*
4. *Гаркуша С. В. Разработка и анализ модели распределения подканалов в сети стандарта IEEE 802.16 // Вісник національного університету «Львівська політехніка»: Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2012. – № 738. – С. 177-185.*

5. Гаркуша С. В. Разработка и анализ масштабируемой модели распределения подканалов в сети стандарта IEEE 802.16 / С. В. Гаркуша // Збірник наукових праць Харківського університету повітряних сил. – 2012. – Вип. 4 (33). – С. 68-74.

6. Лемешко О. В., Гаркуша С.В. Модель превентивного обмеження швидкості передачі низхідного каналу зв'язку технології WiMAX в умовах перевантажень // Вісник національного університету «Львівська політехніка»: Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2013. – № 766. – С. 132-138.

7. Гаркуша С. В. Модель распределения пропускной способности нисходящего канала связи технологии WiMAX с ограничением скорости передачи // Инфокоммуникационные технологии. – 2013. – Т. 11, № 3. – С. 18-23.

8. Puranik S. R. A Survey and Analysis on Scheduling Algorithms in IEEE 802.16e (WiMAX) Standard / S.R. Puranik, M. Vijayalakshmi, L. Kulkarni // International Journal of Computer Applications. – 2013. – Vol. 79(12). – P. 1-10.

9. Jakimovski K. Priority Based Uplink Scheduling Scheme for WiMAX Service Classes / K. Jakimovski, T. Janevski // Information Technology and Computer Science. – 2013. – Vol. 8. – P. 66-74.

10. Garkusha S. Slot Allocation Model and Data Burst Scheduling in Downlink WiMAX Technology / S. Garkusha, Ahmed H. Abed // IEEE 2013 12th International Conference "The Experience of Designing and Application of Cad Systems in Microelectronics" (CADSM), 2013. – P. 97-100.

11. Lemeshko A.V. Model time-frequency resource allocation WiMAX aimed at improving the electromagnetic compatibility / A.V. Lemeshko, S.V. Garkusha // 2013 IX International Conference "Antenna Theory and Techniques" (ICATT), 2013. – P. 175-177.

12. Garkusha S. Analysis Results of WIMAX Dowlink Traffic Management Model In Congestion Conditions / S. Garkusha, Yu. Andrushko, O. Lemeshko // International Conference "World Telecommunications Congress" (WTC), 2014. – P. 1-4.

13. Bayan A.F. A scalable QoS scheduling architecture for WiMAX multi-hop relay networks / Bayan A.F., Wan T.C. // 2nd International Conference on Education Technology and Computer, 2010. – P. 326-331.

14. Oktay M. A real-time scheduling architecture for IEEE 802.16 – WiMAX systems / M. Oktay, H.A. Mantar // IEEE 9th International Symposium on Applied Machine Intelligence and Informatics (SAMII), 2011. – P. 189-194.

15. Seyedzadegan M. IEEE 802.16: WiMAX overview, WiMAX architecture / M. Seyedzadegan, M. Othman // International Journal of Computer Theory and Engineering. – 2013. – Vol. 5, N. 5. – P. 784-787.

УДК 621.396.677.49

# МЕТОД ПРОГНОЗА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ В СЕТЯХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФИЛЬТРА КАЛМАНА- БЬЮСИ



[Ю.Ю. Коляденко](#), [Н.А. Чурсанов](#)

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

**Abstract** – The task of ensuring electromagnetic compatibility becomes particularly relevant for mobile communication networks where a communication channel is often divided among a large number of users. To ensure the electromagnetic compatibility of mobile communication networks, the article suggests analyzing and predicting the electromagnetic environment in real time. It is shown that the model of the electromagnetic environment at a particular point in space is a random process, which is represented by the equation of state. Analysis of the electromagnetic environment is a measurement of the useful signal power and the total interference power and noise at a specific point in space and the calculation of the ratio of the useful signal power to the total interference power and noise. According to the results of measurement and analysis of the ratio of the useful signal power to the total power of interference and noise, the task of predicting the electromagnetic environment is posed. As a method for estimating and predicting the electromagnetic environment, the paper suggests using the Kalman-Bucy filter, which implements the idea of predicting – an adjustment. Using simulation modeling, the analysis of the effectiveness of the forecast method was carried out. The a posteriori error variance is used as a criterion for the effectiveness of the forecast method.

**Анотація** – Розроблено математичну модель електромагнітних взаємодій. Показано, що відношення потужності корисного сигналу до сумарної потужності завад і шуму в конкретній точці простору є випадковим процесом, який можна представити рівнянням стану. Запропоновано метод оцінки та прогнозу електромагнітної обстановки з використанням фільтра Калмана-Б'юсі. У фільтрі Калмана-Б'юсі реалізується ідея передбачення – коригування. За допомогою імітаційного моделювання проведено аналіз ефективності методу прогнозу. Як критерій ефективності методу прогнозу й оцінки використана апостеріорна дисперсія помилки.

**Аннотация** – Разработана математическая модель электромагнитных взаимодействий. Показано, что отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности помех и шума в конкретной точке пространства является случайным процессом, который представим уравнением состояния. Предложен метод оценки и прогноза электромагнитной обстановки с использованием фильтра Калмана-Бьюси. В фильтре Калмана-Бьюси реализуется идея предсказания – корректировки. С помощью имитационного моделирования проведен анализ эффективности метода прогноза. В качестве критерия эффективности метода оценки и прогноза использована апостериорная дисперсия ошибки.

## Введение

С появлением сетей мобильной связи (СМС) сигнально-помеховая обстановка в диапазонах метровых и дециметровых волн стала резко усложняться. Все возрастающее количество радиоэлектронных средств различного назначения приводят к образованию множественного характера электромагнитных взаимодействий между ними [1]. Элементы СМС создают помехи для других элементов сети, которые, в свою очередь, являются объектами помеховых воздействий. Разработано много методов, методик, теоретических обоснований, посвященных улучшению электромагнитной обстановки (ЭМО) в радиолиниях, проблеме обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) [2-9]. Можно считать, что в стационарных условиях, особенно

при дуэльном рассмотрении (передатчик – приемник), задачи ЭМС практически разрешимы. Ситуацию и саму ЭМО в сетях мобильной связи сильно усложняет тот факт, что в эту обстановку вносятся различные часто случайные факторы, носящие трудно прогнозируемый характер [1, 8, 9]. В этих условиях рассчитать заранее ЭМО и решить задачу ЭМС с достаточной точностью не всегда удается, а часто просто невозможно из-за априорной неопределенности.

Задача обеспечения ЭМС становится особенно актуальной для СМС, где канал связи часто разделяется между большим количеством пользователей. Для обеспечения ЭМС СМС необходимо проведение анализа и прогноза ЭМО в реальном масштабе времени. Таким образом, разработка математических моделей электромагнитных взаимодействий, выбор метода оценки и прогноза ЭМО и проведение их анализа является актуальной научной задачей.

Объектом исследования является процесс электромагнитной обстановки в сетях мобильной связи. Предмет исследования составляют модели электромагнитных взаимодействий и метод оценки и прогноза ЭМО. Целью данной работы является разработка модели электромагнитной обстановки и метода оценки и прогноза ЭМО в СМС.

## I. Модель электромагнитной обстановки в сетях мобильной связи

Электромагнитная обстановка характеризуется мощностью полезного сигнала  $P_c$  и суммарной мощностью помех и шума  $P_n$  в конкретной точке пространства и оценивается отношением мощности полезного сигнала к суммарной мощности помех и шума (ОСПШ):

$$h = 10 \lg \frac{P_c}{P_n} .$$

Можно выделить ряд отличительных структурных и функциональных особенностей, характеризующих ЭМО в СМС [1]:

- ограниченная энергетика и протяженность радиолиний, множественный случайный характер межэлементных взаимодействий и механизмов этих взаимодействий, влияющих на то, что ЭМО с трудом поддается учету и контролю;
- топология сети СМС характеризуется явно выраженной динамикой и нестационарностью из-за мобильности абонентских станций, а также кратковременности работы в эфире;
- каналы радиосвязи являются многолучевыми, нестационарными со случайным изменением всех физических параметров;
- выдвигаются все более высокие требования по качеству обслуживания при передаче как речевой, так и мультимедийной информации;
- высокая плотность загрузки выделенных диапазонов частот, случайное положение и размещение групп абонентских станций в пространстве.

Все это позволяет сделать вывод о том, что ОСПШ в конкретной точке пространства является случайным процессом, который представим уравнением состояния [10]:

$$\frac{d\vec{h}(t)}{dt} = F(t)\vec{h}(t) + G(t)\vec{\zeta}(t), \quad (1)$$

где  $\vec{h}(t)$  – вектор состояния ОСПШ, который зависит от времени;  $F(t), G(t)$  – матрицы (коэффициенты для одномерного случая) состояния и возбуждения соответственно;  $\vec{\zeta}(t)$  – порождающее векторное белое гауссовское поле с нулевым средним и спектральной плотностью мощности  $N_{\zeta}$ .

Для стационарного случая коэффициенты  $F, G$  не зависят от времени. Коэффициенты  $F$  имеют физический смысл величин, обратных интервалу корреляции  $\tau_{кор}$  процесса  $h(t)$ . Для одномерного случая

$$F = -\alpha = -\frac{1}{\tau_{кор}}.$$

Коэффициенты  $G$  определяют масштаб случайных изменений процесса  $h(t)$ .

$$G = \sqrt{2\alpha\sigma^2},$$

где  $\alpha = 1/\tau_{кор}$ ;  $\sigma^2$  – спектральная плотность мощности порождающего процесса  $\zeta(t)$ .

Для стационарного одномерного процесса  $h(t)$  уравнение (1) представляется в виде:

$$\frac{dh(t)}{dt} = -ah(t) + \sqrt{2\alpha\sigma^2} \cdot \zeta(t). \quad (2)$$

Для дискретного представления уравнение состояния имеет вид:

$$h(k+1) = F \cdot h(k) + G \cdot \zeta(k), \quad (3)$$

где  $F = \exp\{-\alpha\Delta t_k\}$  – коэффициент состояния,  $\Delta t_k = k - (k-1)$  – шаг,  $G = \sqrt{\sigma^2 \exp\{-\alpha\Delta t_k\}(1 - \exp\{-\alpha\Delta t_k\})}$  – коэффициент порождения.

## II. Метод оценки и прогноза электромагнитной обстановки

Анализ ЭМО представляет собой измерение мощности полезного сигнала и суммарной мощности помех и шума в конкретной точке пространства и расчет ОСПШ. В данном случае по результатам измерения и анализа ОСПШ ставится задача прогноза ЭМО. Такую задачу позволяет решить процедура, получившая название фильтра Колмана-Бьюси [11]. Работа фильтра разделена за два этапа:

1. Экстраполяция (предсказание)
2. Корректировка

Экстраполяция – предсказание значений процесса.

В основе первого этапа работы фильтра лежит модель анализируемого процесса. По ней строится предсказание состояния системы на один шаг вперед:

$$\hat{h}(k) = F\hat{h}(k-1) + B(k)u(k), \quad (4)$$

где  $\hat{h}(k)$  – экстраполированное значение процесса на  $k$ -м шаге,  $\hat{h}(k-1)$  – значение процесса на предыдущем шаге,  $B(k)$  – матрица влияния управляющего воздействия,  $u(k)$  – управляющее воздействие. На практике, как правило, управляющее воздействие неизвестно и упускается, а его воздействие относится к шумам.

Затем предсказывается ошибка ковариации, т.е. решается уравнение для априорной дисперсии:

$$V(k, k-1) = FV(k-1, k-1)F^T + GN_{\zeta}G^T. \quad (5)$$

Корректировка значений процесса

Второй этап работы фильтра начинается с измерения ОСПШ, т.е. фактического состояния процесса  $z(k)$ . Здесь фактически измеренное значение ОСПШ указывается с учетом действительного состояния и погрешности измерений. В данном случае под погрешностью измерений имеются в виду воздействия шумов на процесс.

Таким образом, есть две разные величины, которые представляют состояние одного динамического процесса. Это экстраполированное значение, которое было рассчитано на первом этапе, и фактически измеренное значение. Каждая из этих величин с определенной долей вероятности характеризует истинное состояние процесса, которое, таким образом, находится где-то между ними двумя. Следовательно, целью является доверие тому или иному значению. Для этого и проводятся итерации второго этапа фильтра Калмана.

Исходя из имеющихся данных, определяем отклонение фактического состояния процесса от экстраполированного значения.

$$y(k) = z(k) - H \cdot h(k-1) \cdot F, \quad (6)$$

где  $H(k)$  – матрица измерений, которая отображает зависимость фактического состояния процесса от рассчитанных данных (на практике часто принимает единичное значение).

Затем определяется оптимальное значение коэффициентов усиления, которые и отображают степень доверия расчетной и эмпирической величинам:

$$K(k) = V(k, k-1)H^T N_n^{-1}, \quad (7)$$

где  $N_n$  – значение спектральной плотности мощности шума измерения.

Теперь по уже полученным коэффициентам корректируется значение состояния процесса

$$\hat{h}(k) = F \cdot \hat{h}(k-1) + K(k) \cdot y(k) \quad (8)$$

и рассчитывается ковариационная матрица оценки вектора состояния:

$$V(k, k) = [I - K(k)H] \cdot V(k, k-1), \quad (9)$$

где  $I$  - единичная матрица.

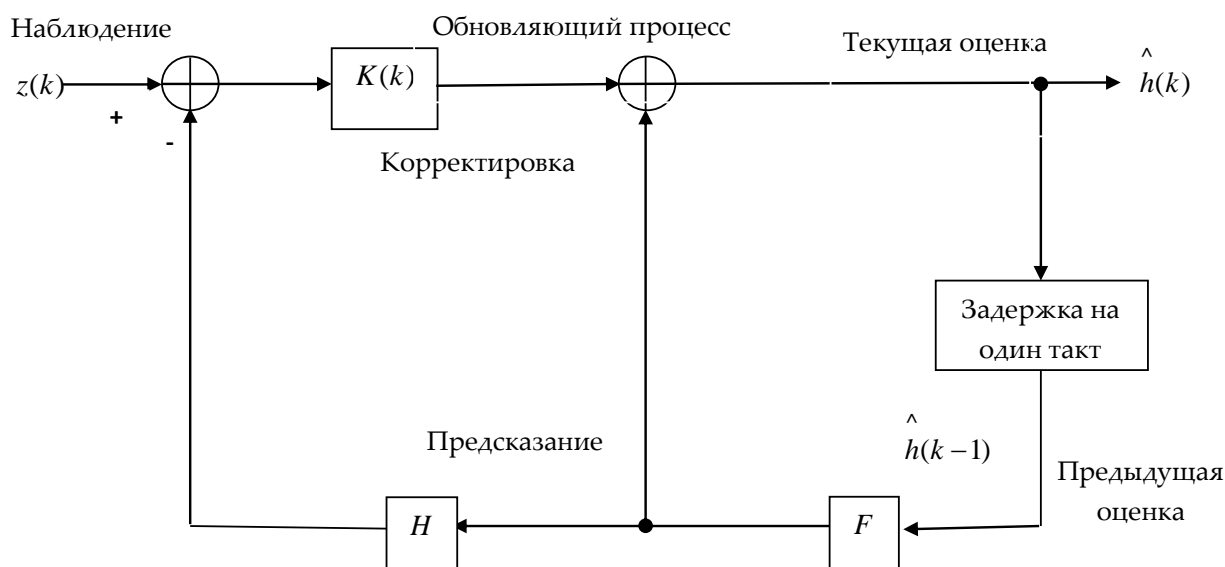


Рис. 1. Структурная схема дискретного фильтра Калмана-Бьюси

На рис. 1 представлена структурная схема фильтра Калмана-Бьюси (8). Анализ структурной схемы (рис. 1) показывает, что в фильтре Калмана-Бьюси реализуется идея предсказания – корректировки. Предыдущая оценка  $\hat{h}(k-1)$  экстраполируется на один шаг вперед и затем используется для получения наилучшей оценки нового наблюдения  $z(k)$ , основанной на предыдущих наблюдениях. Ошибка между «наилучшей оценкой» текущего наблюдения и фактическим наблюдением, а именно  $\Delta h(k) = z(k) - \hat{h}(k)$ , представляют собой новую информацию, а процесс  $\Delta h(k)$  носит название обновляющего. Далее полученная разница взвешивается с весом  $K(k)$ , учитывающим значение дисперсий входного процесса, измерения и ошибки оценивания для формирования сигнала корректировки. Сигнал корректировки складывается с предсказанной оценкой, и в результате получается новая оценка.

С помощью имитационного моделирования проведен анализ эффективности фильтра Калмана-Бьюси (8). На рис. 2 представлены результаты моделирования: истинное значение ОСПШ, наблюдаемое значение ОСПШ и значение прогноза.

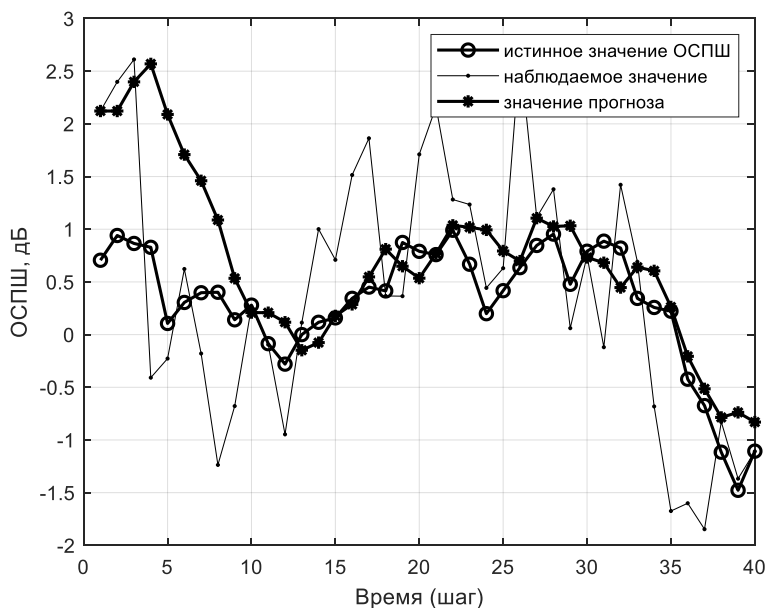


Рис. 2. Результаты моделирования: истинное значение ОСПШ, наблюдаемое значение ОСПШ и значение прогноза

В качестве критерия эффективности фильтра Калмана-Бьюси использована апостериорная дисперсия ошибки, график которой представлен на рис. 3.

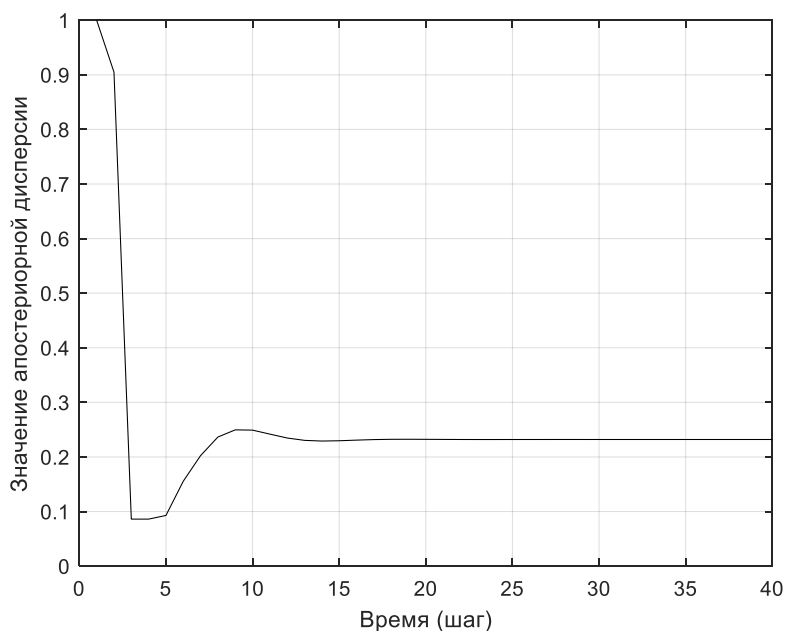


Рис. 3. Апостериорная дисперсия ошибки прогноза и оценки

Из содержания результатов, представленных на рис. 3, можно сделать вывод о том, что ошибка прогноза в начале работы алгоритма имеет максимальное значение, также имеет переходной режим и за 10 шагов достигает установившегося состояния.

## Выводы

Задача обеспечения электромагнитной совместимости становится особенно актуальной для сетей мобильной связи, где канал связи часто разделяется между большим количеством пользователей. Для обеспечения электромагнитной совместимости сетей мобильной связи в статье предложено проведение анализа и прогноза электромагнитной обстановки в реальном масштабе времени.

Показано, что модель электромагнитной обстановки в конкретной точке пространства является случайным процессом, который представим уравнением состояния. Анализ электромагнитной обстановки представляет собой измерение мощности полезного сигнала и суммарной мощности помех и шума в конкретной точке пространства и расчет отношения мощности полезного сигнала к суммарной мощности помех и шума. По результатам измерения и анализа отношения мощности полезного сигнала к суммарной мощности помех и шума ставится задача прогноза электромагнитной обстановки.

В качестве метода оценки и прогноза электромагнитной обстановки в работе предложено использование фильтра Калмана-Бьюси, в котором реализуется идея предсказания – корректировки. С помощью имитационного моделирования проведен анализ эффективности метода прогноза. В качестве критерия эффективности метода прогноза использована апостериорная дисперсия ошибки.

## Список литературы:

1. Поповский В.В., Коляденко Ю.Ю. Методика анализа электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств в группировках систем подвижной связи // Міжнародна науково-практична конференція «Актуальні питання регулювання у сфері телекомунікацій та користування радіочастотним ресурсом». – Київ, 18-20 травня 2010 р. – С. 115-116.
2. Теория и методы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / Под редакцией Ю.А. Феоктистова. – М.: Радио и связь, 1988. – 216 с.
3. Кантор Л.Я. Универсальный показатель совместимости радиосистем // Электросвязь. – 2004. – №10. – С. 23-25.
4. Бородич С.В. ЭМС наземных и космических радиослужб. Критерии, условия и расчет. – М.: Радио и связь, 1990. – 272 с.
5. Бузов А.Л. Предельно допустимые уровни электромагнитного излучения радиосредств сотовых систем подвижной связи/ А.Л. Бузов, Ю.И. Кольчугин, К.В. Шеполова, Ю.П. Пальцев, В.А. Романов // Электросвязь. – 1997. – №10. – С. 24-27.
6. Методика проведення розрахунків електромагнітної сумісності та норми частотно-територіального рознесення радіоелектронних засобів у смугах радіочастот, які підлягають конверсії (1920-1935/2110-2125, 1950-1965/2140-2155, 1965-1980/2155-2170), а також у смугах радіочастот, які плануються для застосування за результатами конверсії. – К.: Адміністрація державної служби спеціального зв'язку та захисту інформації України, 2015 (Нормативний документ Адміністрації державної служби спеціального зв'язку та захисту інформації України).

7. *Седельников Ю.Е.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. – М.: Новое знание. – 2006. – 304 с.

8. *Харин А.С., Калугин В.Г.* Исследование возможности обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств сети GSM-900 в диапазоне E-GSM с радиоэлектронными средствами специального назначения // *Электросвязь*. – 2010. – № 11. – С. 8-12.

9. *Приходько В.В., Калугин В.Г., Высочин В.П., Дю К.О.* Некоторые пути решения проблемы обеспечения ЭМС РЭС сетей сотовой связи стандарта GSM-900 и воздушной радионавигации в интересах повышения эффективности использования радиочастотного спектра // Сб. тр. конф. «Актуальные вопросы повышения эффективности использования национального радиочастотного ресурса». – Суздаль, 2006. – С. 34-41.

10. *Вентцель Е.С., Овчаров Л.А.* Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. – М.: Наука. Гл. ред. физ. мат. лит., 1991. – 384 с.

11. *Коляденко Ю.Ю., Алали А.М.* Метод оценки параметров радиоканалов сети LTE // *Bulletin of the South Ural State University. Ser. Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics*. – 2015. – Vol. 15, No. 2. - P. 32–41. DOI: 10.14529/ctcr150204.

УДК 621.391.81

# АППРОКСИМАЦИЯ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ КОРОТКИМИ ИМПУЛЬСАМИ ЛАЗЕРА В ФОРМЕ ГИПЕРБОЛИЧЕСКОГО СЕКАНСА



[Н.А. ОДЕГОВ](#)

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

*Abstract – At present time have been developed methods to improve the signal bandwidth of fiber-optical transmission systems (FOTS). A special case of such methods is considered in earlier works of the author. The essence of the proposed methods is to transfer more than one bit of information in one clock interval. The fundamental complexity of the implementation of such methods is the need to form a low-frequency component (envelope) of an optical signal of a given shape. A solution to this problem is proposed using a single laser pulse. In this case, the laser pulse is fed to the inputs of optical amplifiers, and from their outputs - to the inputs of delay lines with a precision step. As a result of the summation of the signals from the outputs of the delay lines, an approximant of a given optical signal is formed. This article assumes that the laser pulse has the form of a hyperbolic secant. A proof of the convergence of the corresponding approximants to functions of a given type is given. A numerical analysis confirming the solutions has been also performed. It is shown that the rate of convergence is of the order of  $1/N$ , where  $N$  is the number of approximating pulses (the number of delay lines). It is shown that the proposed solutions are consistent with the characteristics of modern FOTS and can be implemented at the existing technological level of manufacturing optical components.*

*Анотація – Як розвиток теорії сигнального ущільнення волоконно-оптичних систем зв'язку розглянуто варіант формування заданої низькочастотної складової сигналу лазерним імпульсом у формі гіперболічного секанса. Збіжність відповідних рядів доведена аналітично і обґрунтована чисельно. Показано, що запропоновані рішення відтворювані при сучасному рівні розвитку техніки.*

*Аннотация – В качестве развития теории сигнального уплотнения волоконно-оптических систем связи рассмотрен вариант формирования заданной низкочастотной составляющей сигнала лазерным импульсом в форме гиперболического секанса. Сходимость соответствующих рядов доказана аналитически и обоснована численно. Показано, что предлагаемые решения воспроизводимы при современном уровне развития техники.*

## Введение

Для случая опорных сетей операторов с длиной регенерационных участков волоконно-оптических систем передачи порядка 100÷300 км предложен метод сигнального уплотнения узкополосных каналов [1]. Суть метода сводится к переходу от бинарного кодирования (есть импульс в тактовом интервале – «единица», нет импульса – «ноль») к использованию алфавитов сигналов вида:

$$S_k(t) = U(t, \alpha_{1,k}, \alpha_{2,k}, \dots, \alpha_{N,k}) \cos(\Delta\Omega_k t) \exp(j\omega_0 t), \quad k = 1 \dots K, \quad (1)$$

где  $U(\cdot)$  – низкочастотная составляющая (оглибающая) сигнала (НЧС);  $\alpha_{1,k}, \alpha_{2,k}, \dots, \alpha_{N,k}$  – вектор параметров  $k$ -го сигнала алфавита;  $\Delta\Omega_k$  – небольшая отстройка (порядка  $2\pi \cdot 50 - 2\pi \cdot 100$  ГГц) от несущей (центральной) частоты излучения лазера  $\omega_0$  (порядка  $2\pi \cdot 160 - 2\pi \cdot 375$  ТГц);  $K$  – общее количество сигналов алфавита.

Параметры  $\alpha_{1,k}, \alpha_{2,k}, \dots, \alpha_{N,k}$  и значения частоты  $\Delta\Omega_k$  подбираются таким образом, чтобы на стороне приема все сигналы алфавита (1) имели приблизительно равное дисперсионное расширение.

Принципиальную сложность представляет задача формирования НЧС заданной формы в условиях, когда требуемая длительность оптического сигнала  $S_k(t)$  составляет  $1 \div 100$  пс. В этих условиях электронные и даже оптоэлектронные устройства оказываются излишне инерционными. Известны решения задачи формирования НЧС определенной структуры с использованием исключительно оптических компонентов. Так, с помощью систем линий задержки решалась задача компрессии оптических импульсов [2]. В статье [3] обоснована возможность аппроксимации импульса Найквиста-Котельникова единственным коротким импульсом лазера. В статье [4] рассмотрены различные способы генерирования импульсов Найквиста с использованием оптоэлектронных и оптических компонентов, а также дана обширная библиография. В работе [5] рассматривается группа методов управления формой НЧС оптического сигнала с использованием импульсов лазера длительностью порядка 200 фс и оптического волокна с нелинейной передаточной характеристикой. Определенным ограничением предлагаемых в работах [2-5] методов является их ограниченная универсальность: они дают хорошие результаты для определенных форм НЧС. Принципиальная возможность аппроксимации произвольной НЧС короткими импульсами лазера гауссовой формы дана в работах [6, 7], а в статье [8] дана более общая теория.

*Целью настоящей статьи* является обоснование возможности аппроксимации оптических сигналов с заданным видом низкочастотной огибающей, взвешенной последовательностью импульсов лазера в форме гиперболического секанса.

## **I. Допущение о форме импульса лазера**

В фемтосекундной оптике рассматриваются две основные модели огибающей импульса лазера в режиме синхронизации мод [9]: в форме гауссового импульса и в форме гиперболического секанса. Термин «форма», как представляется, в данном контексте следует использовать с некоторыми уточнениями. На самом деле, речь идет о распределении энергии электромагнитного поля во временной или в частотной области. Да и само слово «форма» интуитивно связано с возможностью визуализации объекта. Применительно к фемтосекундным импульсам задача визуализации является нетривиальной.

Один из вариантов решения такой задачи дает метод двухфотонной фотолюминисценции [10] (мгновенная фотография дана на рис. 1).

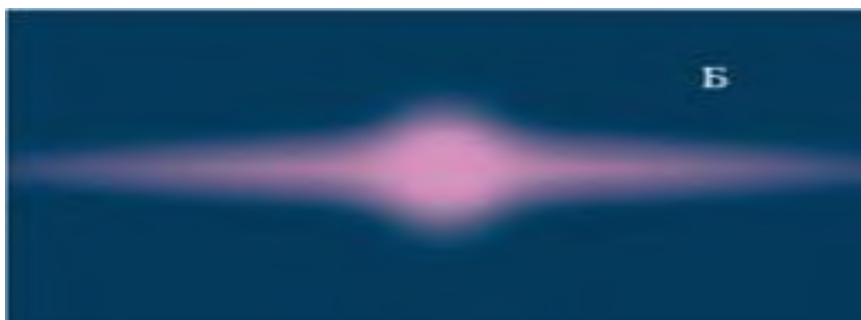


Рис. 1. Форма короткого импульса лазера

Далее термин «форма» будем использовать с пониманием того, что он несколько условен и неточен. Сравнение фотографии (рис. 1), и графиков радиоимпульсов (рис. 2) показывают, что с равным успехом форма огибающей импульса лазера может аппроксимироваться как гауссовым импульсом, так и импульсом в виде гиперболического секанса.



Рис. 2. Радиоимпульсы с различной формой огибающей:  
а) огибающая в форме гауссова («колокольного») импульса,  
б) огибающая в форме гиперболического секанса

В рамках настоящей статьи примем в качестве *аксиомы*, что импульс лазера с достаточной точностью моделируется функцией:

$$E(t) = A \operatorname{sech}(at) \exp(j\omega_0 t) = \frac{2A}{e^{at} + e^{-at}} \exp(j\omega_0 t), \quad (2)$$

где  $A$  – амплитудный параметр,  $a$  – параметр масштаба, характеризующий длительность импульса;  $\omega_0$  – центральная (несущая) частота излучения лазера.

## II. Принцип формирования оптических сигналов короткими импульсами лазера

Упрощенная схема оптического устройства [6], реализующего метод формирования сигнала коротким импульсом лазера, дана на рис. 3. Положительная особенность данной схемы заключается в том, что коэффициенты усиления относительно инерционных компонентов (оптических усилителей) перестраиваются один раз в течение тактового интервала. Остальные преобразования выполняются исключительно оптическими компонентами, то есть практически мгновенно.

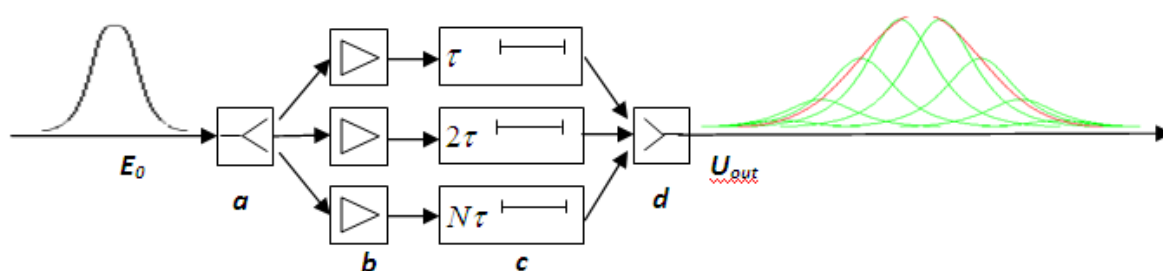


Рис. 3. Принципиальная схема устройства воспроизведения оптического сигнала с НЧС заданной формы:  $E_0$  – импульс лазера,  $a$  – оптический демультиплексор (сплиттер),  $b$  – оптические усилители,  $c$  – прецизионные линии задержки;  $d$  – оптический мультиплексор (сумматор),  $U_{out}$  – оптический сигнал на выходе устройства

Операция частотной демодуляции в формулах (1) и (2) означает перенос частоты в точку  $\omega_0 = 0$ , то есть избавление от фазового множителя  $\exp(j\omega_0 t)$ . После этой операции преобразование устройством по рис. 3 можно представить в виде приближения:

$$U_n(t) = A \sum_{n=1}^N E_0(t - n\tau) U(n\tau) \approx U(t), \quad (3)$$

где  $A$  – коэффициент, определяемый из условий максимальной точности аппроксимации заданной формы НЧС сигнала  $U(t)$ ;  $E_0(t - n\tau)$  – НЧС лазерного импульса, смещенные во временной области на величину  $n\tau$  линиями задержки;  $U(n\tau)$  – отсчеты (значения) аппроксимируемого сигнала в точках  $n\tau$ .

Важно сделать математические уточнения:  $E_0(t - n\tau)$  – функции, а  $U(n\tau)$  – значения (вещественные или комплексные числа – отсчеты сигнала). В рассматриваемом случае функции  $E_0(t)$  даются выражением (2) с учетом демодуляции:  $E_0(t) = A \operatorname{sech}(\alpha t)$ .

### III. Аппроксимация произвольных функций рядом гиперболических секансов

Таким образом, исходная задача сводится к математической задаче исследования сходимости рядов (3). Для дальнейшего анализа понадобится ряд вспомогательных положений.

**Положение 1.** Если ряд функций  $f_1(t), f_2(t), \dots, f_n(t)$  сходится при  $n \rightarrow \infty$  к некоторой функции  $f(t)$  в метрике  $L_2$ , то и ряд Фурье-образов этих функций  $F(f_1), F(f_2), \dots, F(f_n)$  сходится к Фурье-образу функции  $f(t)$  в той же метрике и в эквивалентных метриках. Справедливо и обратное утверждение. Данное положение элементарно доказывается с помощью тождества Парсеваля.

**Положение 2.** Определим функцию

$$\text{rect}[t, a, b] = \begin{cases} 1, & a \leq t \leq b; \\ 0, & t < a \vee t > b. \end{cases} \quad (4)$$

Для наглядности аргумент  $t$  функции (4) далее будет опущен. Пусть на отрезке  $[0, T]$  определена непрерывная функция  $f(t)$ . Тогда справедливо утверждение, что имеет место сходимость:

$$\sum_{n=1}^N f(n\Delta t) \text{rect}[(n-1)\Delta t, n\Delta t] \xrightarrow{N \rightarrow \infty} f(t), \quad \Delta t = \frac{T}{N}.$$

Доказательство данного положения следует из определения интеграла Римана.

**Положение 3.** Следствием Положения 2 является следующее утверждение. Пусть дана функция  $\varphi(t, \alpha(M))$ , где  $\alpha(M)$  – параметр масштаба. Если имеет место сходимость

$$A \sum_{m=-M}^M \varphi(t - m\tau, \alpha(M)) \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \text{rect}\left[-\frac{\Delta t}{2}, \frac{\Delta t}{2}\right], \quad \tau = \frac{\Delta t}{2M}, \quad (5)$$

то также имеет место сходимость:

$$A \sum_{n=1}^N \varphi(t - n\Delta t, \alpha(N)) f(n\Delta t) \xrightarrow{N \rightarrow \infty, \Delta t \rightarrow 0} f(t).$$

Покажем, что функции в виде гиперболического секанса обладают свойством (5).

**Теорема об аппроксимации единицы.** Ряд функций

$$f_M(t) = A \sum_{m=-M}^M \text{sech}(\alpha t - m\tau), \quad A = \frac{\beta}{\pi}, \quad \tau = \frac{1}{M}, \quad \alpha = \frac{\beta}{\tau} = \beta M, \quad (6)$$

где параметр  $\beta$  имеет порядок единицы, сходится к функции  $f(t) = \text{rect}[-1, 1]$ .

Для доказательства выполним преобразования Фурье функции  $\text{rect}[-1, 1]$  и функции (6). Преобразование Фурье прямоугольного импульса дает:

$$F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}[-1, 1] \exp(-j\omega t) dt = 2 \int_0^1 \cos(\omega t) dt = 2 \frac{\sin(\omega)}{\omega}. \quad (7)$$

Преобразование Фурье функции (6) выполним с использованием табличного интеграла [11, с. 468]:

$$\int_0^{\infty} \frac{\cos(bx)}{\text{ch}(cx)} dx = \int_0^{\infty} \text{sech}(cx) \cos(bx) dx = \frac{\pi}{2c} \text{sech}\left(\frac{b\pi}{2c}\right) \quad (8)$$

и теоремы запаздывания. Тогда с учетом четности функции  $\text{sech}(\alpha t)$  Фурье-образ функции (6) будет получен в виде:

$$F(f_M) = \int_{-\infty}^{\infty} f_M(t) \exp(-j\omega t) dt = 2A \left( \int_0^{\infty} \text{sech}(\alpha t) \cos(\omega t) dt \right) \left( \sum_{m=-M}^M \exp(jm\tau\omega) \right). \quad (9)$$

Под знаком суммы в выражении (9) находятся члены геометрической прогрессии. Тогда с учетом интеграла (8) получим промежуточное выражение:

$$F(f_M) = \frac{A\pi}{\alpha} \operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2\alpha}\right) \exp(jM\omega\tau) \frac{1 - \exp[-j\omega\tau(2M+1)]}{1 - \exp(-j\omega\tau)},$$

что с учетом тождества  $1 - \exp(-\varphi) = [\exp(\varphi/2) - \exp(-\varphi/2)] / \exp(\varphi/2)$  дает:

$$F(f_M) = \frac{A\pi}{\alpha} \operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2\alpha}\right) \frac{\sin(M\omega\tau + \omega\tau/2)}{\sin(\omega\tau/2)}. \quad (10)$$

При фиксированном (конечном) значении частоты  $\omega$  с учетом определений параметров функции (6) выполним ряд предельных переходов для компонентов в правой части выражения (10). Учтем также два известных предела:  $\exp(x) \rightarrow 1$  и  $\sin(x) \rightarrow x$  при  $x \rightarrow 0$ . Тогда при  $M \rightarrow \infty$ :

$$\operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2\alpha}\right) \rightarrow 1; \quad \sin(M\omega\tau + \omega\tau/2) \rightarrow \sin(\omega); \quad \sin(\omega\tau/2) \rightarrow \frac{\omega}{2M},$$

откуда после тождественных преобразований выражения (10) получим окончательно, что в пределе, при  $M \rightarrow \infty$ :  $F(f_M) \rightarrow 2 \frac{\sin(\omega)}{\omega} = F(f)$ . То есть, ряд Фурье-образов (6) сходится к Фурье-образу функции  $f(t) = \operatorname{rect}[-1,1]$ . При этом имеет место поточечная сходимость, из которой следует сходимость в метрике  $L_2$ . На основании Положения 1 из этого следует и сходимость  $f_M(t) \rightarrow f(t) = \operatorname{rect}[-1,1]$ . Теорема доказана.

На основании Положений 2 и 3 доказанная теорема позволяет утверждать, что с помощью взвешенных сумм сдвинутых гиперболических секансов можно с определенной точностью аппроксимировать произвольные непрерывные функции. В этом смысле импульсы вида  $A \operatorname{sech}(\alpha t)$  можно понимать как функции отсчетов, а ряд (6) – как аппроксиманту.

В качестве иллюстрации приведем результаты аппроксимации прямоугольного импульса разным количеством импульсов в виде гиперболического секанса (рис. 4). Как видим, уже при относительно небольшом количестве функций отсчетов (50 импульсов), аппроксимация получается весьма точной. Заметим, что при количестве импульсов порядка 100 графики исходной функции и аппроксиманты оказываются практически неразличимыми визуально.

Приведенное выше доказательство позволяет дать оценку скорости сходимости ряда (6). Применим оценку расстояния между Фурье-образами функций  $f(t)$  и  $f_M(t)$  в виде:

$$\rho[F(f), F(f_M)] = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} (F(f) - F(f_M))^2 d\omega}. \quad (11)$$

Заметим, что в силу тождества Парсеваля метрика (11), определенная в частотной области, будет точно такой же и во временной области.

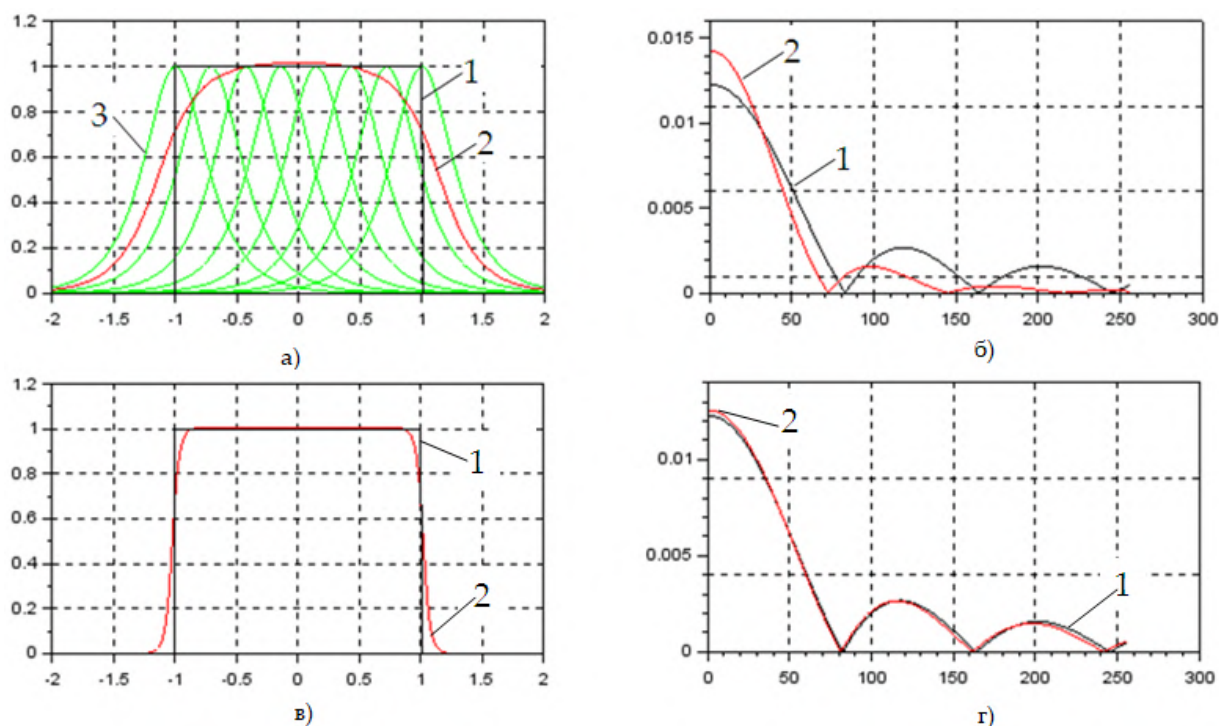


Рис. 4. Аппроксимация прямоугольного импульса функциями отсчетов в виде гиперболического секанса:

- а) 8 импульсов аппроксиманты во временной области,
- б) 8 импульсов аппроксиманты в частотной области,
- в) 50 импульсов аппроксиманты во временной области,
- г) 50 импульсов аппроксиманты в частотной области,

1 – исходная функция, 2 – аппроксиманта, 3 – функция (импульс) отсчета  
(масштаб в частотной области задан условно; на графиках в) и г) показана только положительная часть модуля спектральной плотности)

Для больших значений количества отсчетов  $M$  дадим приближенную оценку расстояния (11) с учетом ранее полученного выражения (10). Используя доказанный факт сходимости  $f_M(t) \rightarrow f(t)$ , получим:

$$F(f) - F(f_M) \approx F(f_{M+1}) - F(f_M) \approx \frac{A\pi}{\alpha} \left( \frac{\sin((M+1)\omega\tau + \omega\tau/2)}{\sin(\omega\tau/2)} - \frac{\sin(M\omega\tau + \omega\tau/2)}{\sin(\omega\tau/2)} \right),$$

откуда с учетом определений параметров аппроксиманты (6):

$$\rho[F(f), F(f_M)] \approx \frac{1}{\beta M} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^2(x)}{x^2} dx} = \frac{\sqrt{\pi}}{\beta M}. \quad (12)$$

Из полученной оценки (12) следует, что скорость сходимости аппроксиманты (6) имеет порядок  $1/M$ , что можно считать приемлемой величиной. Данная зависимость подтверждается результатами численного анализа. Из графика (рис. 5) видно, что зависимость между количеством импульсов  $N$  отсчетов и относительной по-

грешностью аппроксимации  $Q(N)$  имеет форму гиперболы. Параметр  $Q(N)$  вычисляется по формулам:

$$Q^2(N) = \frac{1}{E(f)} \int_{-T}^T (f(t) - f_N(t))^2 dt, \quad E(f) = \int_{-T}^T f^2(t) dt, \quad N = 2M \cdot T, \quad (13)$$

где  $[-T, T]$  - интервал, на котором выполняется аппроксимация;  $2M$  - количество импульсов отсчетов на интервале  $[-1, 1]$ . При выполнении расчетов значения интегралов в последней формуле определяются, естественно, численными методами.

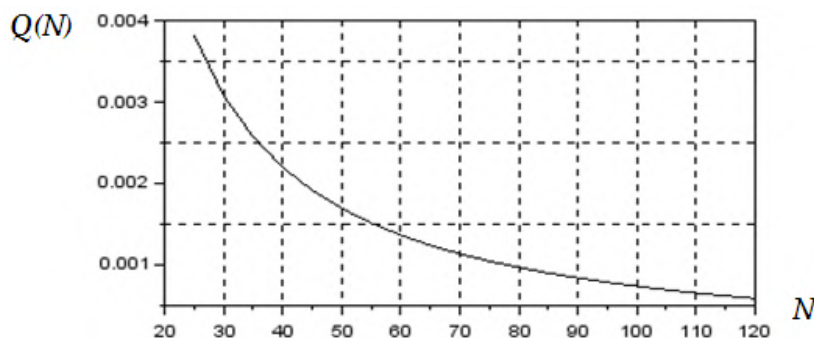


Рис. 5. Относительная погрешность аппроксимации прямоугольного импульса

Полученные результаты показывают, что произвольную непрерывную функцию  $\varphi(t)$ , заданную на интервале  $[-T, T]$ , можно аппроксимировать с любой наперед заданной точностью суммой функций отсчетов:

$$\varphi(t) \approx A \sum_{n=-N}^N \varphi(n\tau) \operatorname{sech}(\alpha(t - n\tau)), \quad \tau = T/N. \quad (14)$$

Точность аппроксимации по формуле (14) существенно зависит от свойств аппроксимируемой функции  $\varphi(t)$ , от длительности интервала аппроксимации  $[-T, T]$ , от количества импульсов отсчетов  $2N$ , от выбора амплитудного параметра  $A$  функций отсчетов и от параметра  $\alpha$ , характеризующего длительность функций отсчетов.

В представленных ниже результатах численного моделирования полагается  $\alpha = N\sqrt{3}/\pi$ . Для увеличения точности аппроксимации амплитудный параметр  $A$  корректируется исходя из условия равенства энергий. Начальное значение данного параметра принимается  $A^* = 1$  (именно при таком значении показаны импульсы отсчетов на рис. 4). Далее вычисляется энергетическая функция аппроксимируемой функции  $\varphi(t)$  и аппроксиманты:

$$E(\varphi) = \int_{-T}^T \varphi^2(t) dt, \quad E_N(\varphi) = \int_{-T}^T \left( \sum_{n=-N}^N \varphi(n\tau) \operatorname{sech}(\alpha(t - n\tau)) \right)^2 dt,$$

а затем корректируется значение параметра  $A = A^* \sqrt{E(\varphi)} / \sqrt{E_N(\varphi)}$ .

На рис. 6 – рис. 8 показаны результаты аппроксимации различных теоретических сигналов. На всех этих графиках слева дана аппроксимация во временной обла-

сти; справа – в частотной области. В частотной области представлены графики модуля спектральной плотности аппроксимируемой функции и аппроксиманты в условном масштабе.

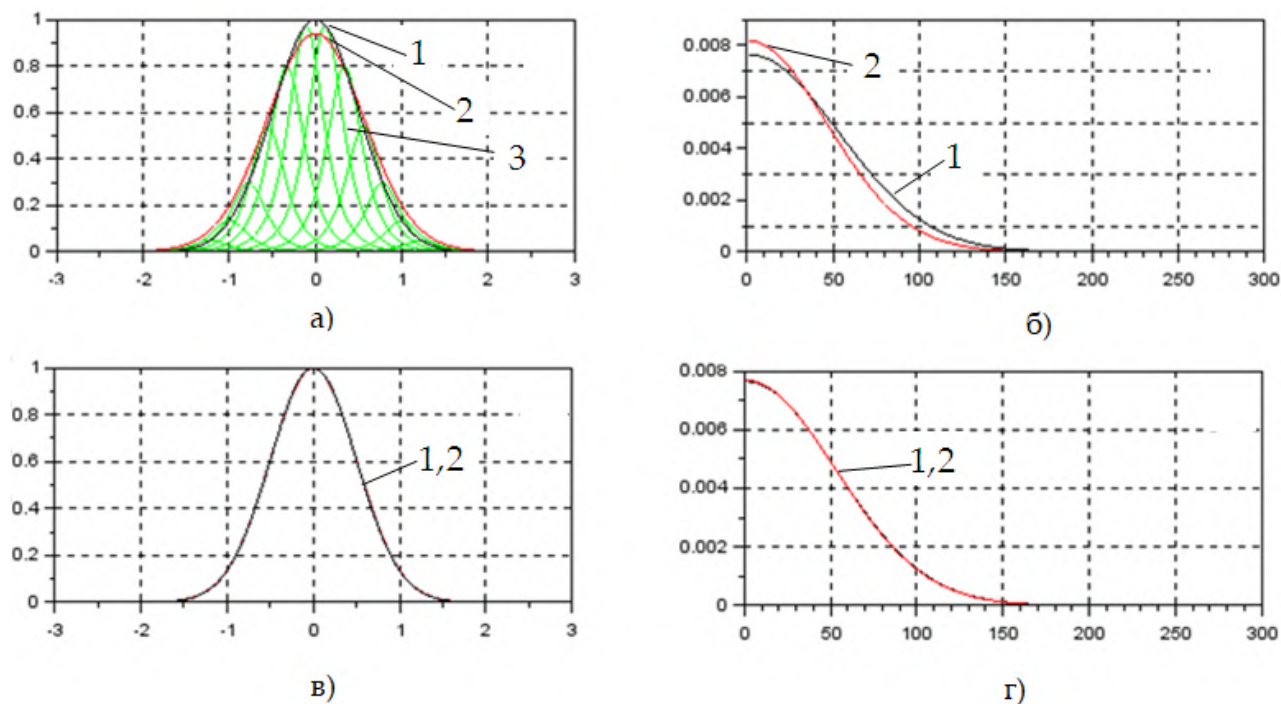


Рис. 6. Аппроксимация гауссова («колокольного») импульса:

- а) 10 импульсов аппроксиманты на интервале  $[-1,1]$  во временной области,
  - б) 10 импульсов аппроксиманты в частотной области,
  - в) 50 импульсов аппроксиманты во временной области,
  - г) 50 импульсов аппроксиманты в частотной области,
- 1 – исходная функция, 2 – аппроксиманта, 3 – функция (импульс) отсчета

Результаты аппроксимации, представленные на рис. 6, подтверждают вывод о зависимости точности приближения от вида аппроксимируемой функции: уже при 50 импульсов отсчетов графики аппроксимируемой функции и аппроксиманты визуально неразличимы.

Как видно из графиков на рис. 7, аппроксиманта сходится к аппроксимируемой функции медленнее, чем для случая, представленного на рис. 6. Сходимость в случае рис. 8 примерно соответствует случаю, представленному на рис. 6. Во всех этих случаях аппроксимация 50-ю импульсами отсчетов дает удовлетворительный результат.

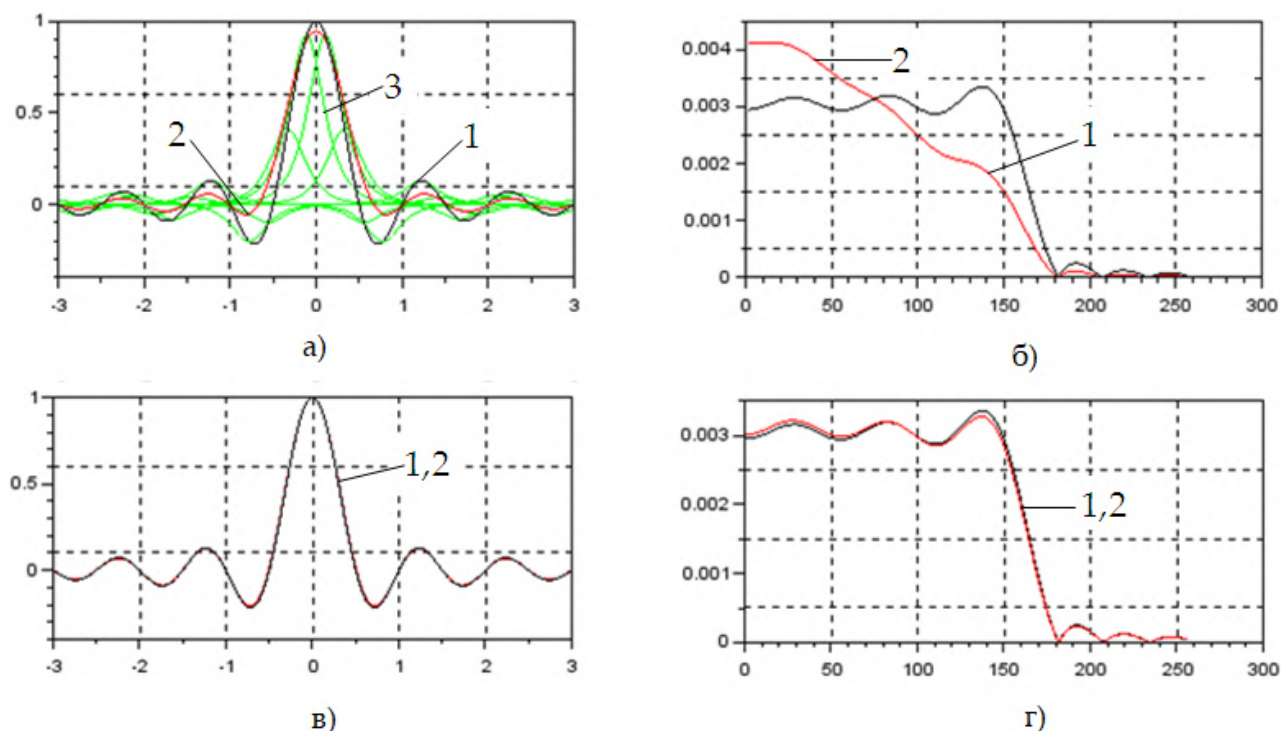


Рис. 7. Аппроксимация фрагмента импульса Найквиста-Котельникова  $\varphi(t) = \text{sinc}(t) = \sin(t)/t$ :

- а) 10 импульсов аппроксиманты на интервале  $[-1,1]$  во временной области,
  - б) 10 импульсов аппроксиманты в частотной области,
  - в) 50 импульсов аппроксиманты во временной области,
  - г) 50 импульсов аппроксиманты в частотной области,
- 1 – исходная функция, 2 – аппроксиманта, 3 – функция (импульс) отсчета

На рис. 9 приведены графики зависимости относительной погрешности аппроксимации по формуле (13) для случаев, представленных на рис. 6 – рис. 8. По оси абсцисс отложено количество импульсов отсчетов на интервале  $[-1,1]$ . Как видно из графиков, представленных на рис. 9, во всех рассматриваемых случаях количество импульсов отсчетов 30 на интервале  $[-1,1]$  (или около 100 импульсов на интервале  $[-3,3]$ ) дает небольшую погрешность аппроксимации (не более  $10^{-4}$ ), что можно считать пренебрежимо малой величиной. Также отметим, что на всех графиках рис. 9 функции имеют вид гиперболы, что подтверждает зависимость (12).

Итак, далее будем считать, что для достаточно гладких функций приемлемым вариантом аппроксимации является порядок количества импульсов отсчетов в форме гиперболического секанса приблизительно от 50 до 100.

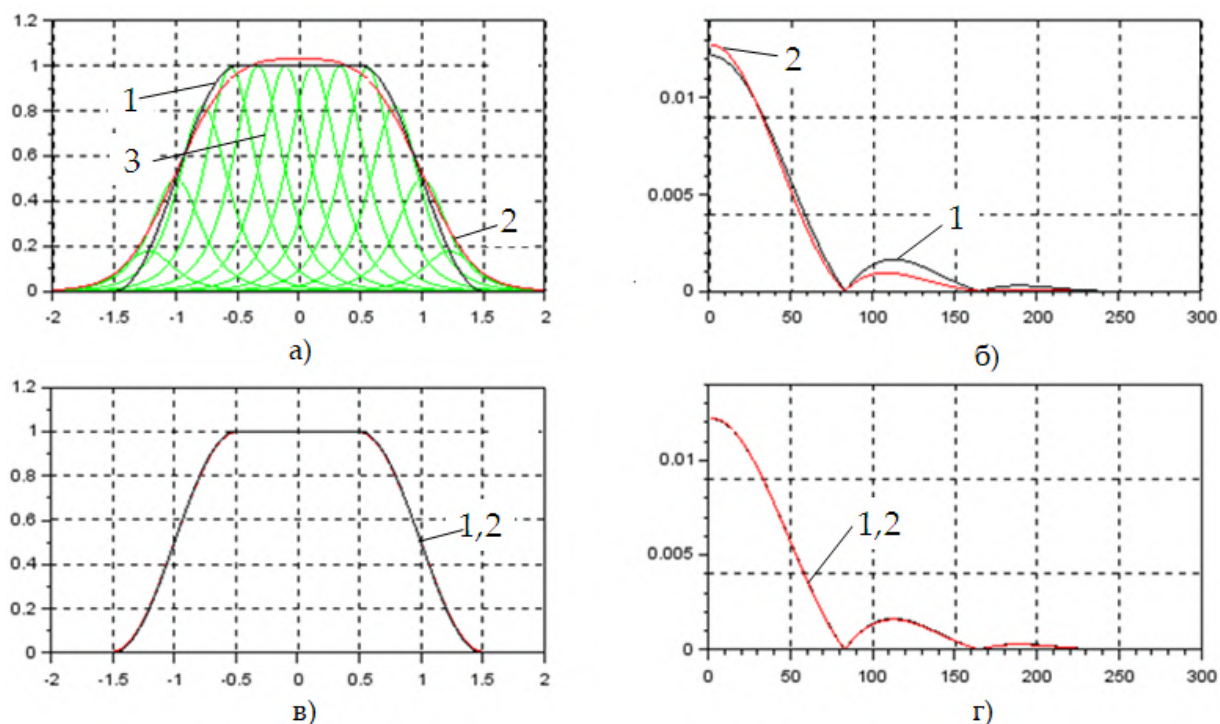


Рис. 8. Аппроксимация импульса в виде «приподнятого» косинуса с коэффициентом скругления 0,5:

- а) 10 импульсов аппроксиманты на интервале  $[-1, 1]$  во временной области,
  - б) 10 импульсов аппроксиманты в частотной области,
  - в) 50 импульсов аппроксиманты во временной области,
  - г) 50 импульсов аппроксиманты в частотной области,
- 1 – исходная функция, 2 – аппроксиманта, 3 – функция (импульс) отсчета

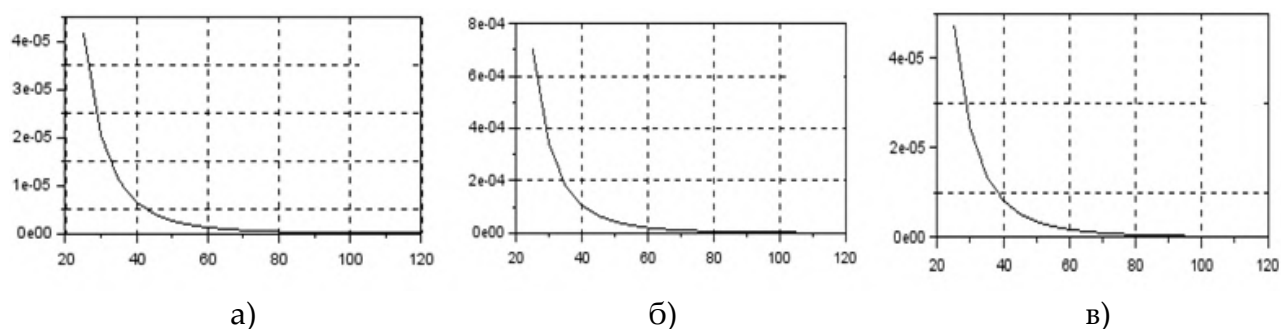


Рис. 9. Относительная погрешность аппроксимации различных функций:

- а) гауссов импульс,
- б) импульс Найквиста-Котельникова,
- в) приподнятый косинус

## IV. Параметризация решений

Типичная эффективная длительность импульсов лазера в условиях синхронизации мод имеет порядок  $\tau = 50...150$  фс [9]. Примем условно  $\tau = 100$  фс =  $10^{-13}$  с. Как показано выше, последовательностью из 100 таких импульсов можно с высокой точностью аппроксимировать любую гладкую функцию (оптический сигнал) с эффективной длительностью  $\Delta T = 100\tau = 10$  пс =  $10^{-11}$  с.

Положим, что база аппроксимируемых сигналов имеет порядок единицы:  $\Delta T \cdot \Delta F \approx 1$ , где  $\Delta F$  – эффективная ширина спектра. Тогда ширина спектра сигнала будет приблизительно равна  $\Delta F \approx 1/\Delta T = 10^{11}$  Гц = 100 ГГц. Но данное значение как раз соответствует ширине полосы частотного канала оборудования типа STM [12].

Определенную сложность реализации полученных решений представляет необходимость производства системы линий задержки с малым относительным шагом (порядка 100 фс). Возможный метод решения данной задачи дан в статье [7]. Суть метода заключается в том, что линии задержки по рис. 4 производятся в виде отрезков оптического волокна равной длины, но отличающихся различной групповой скоростью распространения оптического сигнала в сердцевине волокна. Данный эффект достигается прецизионным легированием материала сердцевины  $\text{SiO}_2$  различными добавками. В частности, для добавок двуокиси германия  $\text{GeO}_2$  значения приращений концентрации, обеспечивающих определенную разность шага линий задержки, даны в табл. 1. В этой таблице параметр  $\Delta\mu$  – доля процента концентрации  $\text{GeO}_2$ .

Таблица 1. Значения шага задержки  $\tau$  для длины волны 1530 нм ( $\omega_0 = 1232$  Трад)

$\Delta\mu$	Шаг задержки на длине линий $L$ , м				
	0,03	0,1	0,3	1,0	3,0
0,01	1,6213E-13	5,4044E-13	1,6213E-12	5,4044E-12	1,6213E-11
0,001	1,6213E-14	5,4044E-14	1,6213E-13	5,4044E-13	1,6213E-12
0,0001	1,6213E-15	5,4044E-15	1,6213E-14	5,4044E-14	1,6213E-13
0,00001	1,6213E-16	5,4044E-16	1,6213E-15	5,4044E-15	1,6213E-14

Анализ данных табл. 1 показывает, что на длине линий задержки порядка 7-10 см необходимая разность шага  $\tau \approx 10^{-13}$  обеспечивается приращением доли легирующей добавки порядка 0,01%, что вряд ли представляет проблему для современного производства оптического волокна методом осаждения из газообразной смеси.

Сама по себе система из 100 линий задержки по рис. 4 может быть весьма компактной. В самом деле, при длине порядка 10 см она может занимать в поперечном сечении не более 1,25x1,25 мм (исходя из типичного диаметра оптического волокна 125 мкм).

Итак, полученные оценки параметров показывают, что предлагаемые решения согласуются с характеристиками существующих волоконно-оптических систем передачи и не противоречат современному уровню развития производства.

## Выводы

Можно предугадать скачкообразное возрастание трафика в международных и локальных телекоммуникационных сетях в ближайшие 5÷10 лет за счет внедрения принципиально новых информационных технологий. К таковым можно отнести внедрение технологии Интернета вещей, а также передачу файлов для 3D принтеров, стереоизображений и стереофильмов, а в недалекой перспективе – голограмм. К резкому повышению трафика могут оказаться не вполне готовыми каналные ресурсы, обеспечивающие передачу данных между узлами агрегации трафика.

В настоящей статье изложен один из возможных методов сигнального уплотнения волоконно-оптических систем передачи. Общая идея разрабатываемого метода заключается в использовании алфавитов оптических сигналов, обладающих необходимым свойством приблизительно равного дисперсионного расширения на стороне приема. При этом синтезируемый в каждом тактовом интервале оптический сигнал формируется из единственного импульса лазера, пропускаемого через систему линий задержки с прецизионным шагом. Выполненные ранее исследования [1] показали, что применение подобных методов позволит передавать в одном тактовом интервале не один бит, а один байт данных.

В более ранних работах автора изложена теория аппроксимации оптических сигналов импульсом лазера с низкочастотной огибающей гауссовой формы. Новизна данной работы заключается в том, что предлагаемый метод сигнального уплотнения развивается в предположении, что импульсы лазера имеют форму гиперболического секанса.

В статье дано аналитическое обоснование предлагаемых методов. Доказана теорема об аппроксимации сигнала в виде прямоугольного импульса функциями отсчетов в виде гиперболического секанса. Даны оценки скорости сходимости соответствующих рядов. Также дано обобщение решения задачи на случай аппроксимации *произвольных* оптических сигналов функциями отсчетов в виде гиперболического секанса.

Приведенные результаты численного анализа подтвердили аналитические выводы. Расчеты выполнялись в свободно распространяемой среде Scilab. Показано, что для типичных теоретических сигналов точность аппроксимации относительно небольшим количеством сдвинутых импульсов лазера (порядка 50-100) в форме гиперболического секанса дает удовлетворительную точность приближения (с относительной погрешностью не более  $10^{-4}$ ).

Показано, что предложенные решения не противоречат характеристикам современных систем передачи данных и могут быть реализованы при существующем технологическом уровне производства оптических компонентов.

### Список литературы:

1. *Одегов Н.А.* Передача информации оптическими импульсами равной дисперсии // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова – 2017. – № 2. – С. 28–38.
2. *Власов О.М., Каток О.В., Шпак В.М.* Використання нелінійних ефектів волоконних світловодів для часової компресії оптичних імпульсів // Зв'язок – 2006. – №2. – С. 42-47.
3. *Marcelo A.S.* Optical sinc-shaped Nyquist pulses of exceptional quality // Marcelo A. Soto., Mehdi Alem, Mohammad Amin Shoaie, Armand Vedadi, Camille-Sophie Bres, Luc Thevenaz & Thomas Schneider – NATURE COMMUNICATIONS: Macmillan Publishers Limited – 2013. – P. 1–11.
4. *Zhang J., Yu J., Chi N.* Transmission and full-band coherent detection of polarization-multiplexed all-optical Nyquist signals generated by Sinc-shaped Nyquist pulses. // Scientific reports. – 2015. – Т. 5. – P. 1-13.
5. *Wetzel B. et al.* Customizing supercontinuum generation via on-chip adaptive temporal pulse-splitting // Nature communications. – 2018. – Т. 9. – №. 1. – P. 1-10.
6. *Odegov N.A., Stepanov D.M.* Formation of a low-frequency component of an optical signal by pulses of a gaussian form // Information and Telecommunication Sciences. – 2018. – Vol. 9, N. 1. – P. 26– 33.
7. *Odegov N.A., Starenkiy I.V., Kostjuk V.V.* Formation of picosecond optical pulses of the assigned structure using precision lines of delay // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2018. – № 1.– С. 34–43.
8. *Одегов Н.А.* Основы теории аппроксимации оптических сигналов гауссовыми импульсами // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2018. – № 5. – С. 42-72.
9. *Ахманов С.А., Выслоух В.А., Чиркин А.С.* Оптика фемтосекундных лазерных импульсов. – М.: Наука, 1988. – 312 с.
10. Измерение длительности импульса методом двухфотонной фотолюминисценции [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://pstu.ru/files/file/oksana/2012/innovacii/pnr/pnr3/nelenejnye\\_effecty/lekciya13.pdf](http://pstu.ru/files/file/oksana/2012/innovacii/pnr/pnr3/nelenejnye_effecty/lekciya13.pdf).
11. *Прудников А.П., Брычков Ю.А., Маричев О.И.* Интегралы и ряды. Элементарные функции. – М.: Наука, 1981. – 800 с.
12. *Макаров Т.В.* Когерентные волоконно-оптические системы передачи – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2009. – 220 с.

УДК 621.391

# ВДОСКОНАЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДУ ЗБАЛАНСОВАНОГО УПРАВЛІННЯ ЧЕРГАМИ НА ІНТЕРФЕЙСАХ МАРШРУТИЗАТОРІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ МЕРЕЖІ



[Т.М. ЛЕБЕДЕНКО](#), [А.А. МОКРЯК](#)

Харківський національний університет радіоелектроніки



[О.В. СИМОНЕНКО](#), [А.В. ЧЕРКАСОВ](#), [А.О. ВЛАСЕНКО](#)

Харківський національний університет Повітряних Сил  
імені Івана Кожедуба

**Abstract** – In the work the improvement of a method for balanced queue management on the interface of a telecommunication network router is proposed. The novelty of the proposed method is to provide a consistent solution to the problems of aggregation and distribution of packet flows among queues (Congestion Management tasks), as well as problems of balancing the allocation of the interface bandwidth among the class queues (Resource Allocation Tasks) in accordance with the principles of the Traffic Engineering Queues concept. Unlike the known approaches, the proposed solution has a positive effect on the computational complexity of the calculations, which is connected, first of all, with the decrease in the size of optimization problems and their linear nature. This was conditioned by the fact that the consistency of the Congestion Management and Resource Allocation processes was ensured on the basis of their agreed solution, since the decision on aggregation and distribution of flows among queues was not connected with the results of the solutions of the Resource Allocation problem. The study of Congestion Management and Resource Allocation processes using the proposed method has confirmed its efficiency and adequacy of the obtained solutions. The aggregation and distribution of packet flows in corresponding queues were carried out in accordance with the values of their classes. While the optimal balanced allocation of the interface bandwidth among the formed class queues was carried out in accordance with the principles of the concept of Traffic Engineering Queues - the queue with a higher value of the class had a lower utilization factor.

**Анотація** – Запропоновано вдосконалення методу збалансованого управління чергами на інтерфейсах маршрутизаторів телекомунікаційних мереж. Новизною методу є забезпечення узгодженого вирішення задач агрегування та розподілу потоків пакетів за чергами, а також задачі збалансованого розподілу пропускної здатності інтерфейсу відповідно до принципів Traffic Engineering Queues. Це вдалося зробити в ході зведення узгодженого рішення технологічних задач до розв'язання оптимізаційної задачі лінійного програмування.

**Аннотация** – Предложено усовершенствование метода сбалансированного управления очередями на интерфейсах маршрутизаторов телекоммуникационных сетей. Новизной метода является обеспечение согласованного решения задач агрегирования и распределения потоков пакетов по очередям, а также задачи сбалансированного распределения пропускной способности интерфейса в соответствии с принципами Traffic Engineering Queues. Это удалось сделать в ходе сведения согласованного решения технологических задач к решению оптимизационной задачи линейного программирования.

## Вступ

Актуальним напрямком розвитку сучасних телекомунікаційних мереж є вдосконалення засобів забезпечення якості обслуговування (Quality of Service, QoS) потоків користувачів [1, 2]. Провідну роль серед подібних засобів займають механізми управління чергами, профілювання трафіку, резервування ресурсів і маршрутизації [1-4].

Відомо, що на сьогоднішній день все ширше застосовуються телекомунікаційні мережі (ТКМ), що функціонують на основі технології мультипротокольної комутації за мітками – MPLS (MultiProtocol Label Switching) [5-9]. При цьому важливу роль при оптимізації задач управління трафіком в MPLS-мережах відіграє концепція технології інжинірингу трафіка (Traffic Engineering), основною ідеєю якої є забезпечення збалансованого використання різномірних мережних ресурсів – інформаційних (трафік), буферних (черги) та каналних (пропускна здатність) [1, 5-9]. У зв'язку з цим актуальною науково-прикладною задачею вбачається задача, що полягає в оптимізації процесів управління трафіком з урахуванням вимог концепції Traffic Engineering. Зважаючи на те, що протоколи маршрутизації здійснюють розрахунок маршрутних таблиць, а управління трафіком уздовж обраного маршруту покладається на засоби управління чергами та резервування ресурсів на кожному конкретному маршрутизаторі, то важливим є розробка та вдосконалення математичних моделей і методів управління чергами на маршрутизаторах телекомунікаційних мереж MPLS-TE.

Аналіз відомих рішень в області управління чергами [10-18] виявив ряд недоліків існуючих моделей і методів, серед яких, по-перше, висока обчислювальна складність, а, по-друге, відсутність узгодженості рішень окремих, але взаємопов'язаних між собою інтерфейсних задач, серед яких: класифікація потоків пакетів і черг; агрегування потоків пакетів за сформованими на інтерфейсі маршрутизатора чергами з урахуванням вимог до якості обслуговування, характеристик потоків; визначення порядку обслуговування черг; розподіл і закріплення пропускної здатності інтерфейсу за кожною зі сформованих черг; балансування навантаження черг. У зв'язку з цим, у роботі запропоновано вдосконалення та дослідження методу збалансованого управління чергами на інтерфейсах маршрутизаторів телекомунікаційних мереж MPLS-TE, що дозволяє підвищити ефективність розподілу та використання мережних ресурсів, спростивши при цьому обчислювальну складність розрахунків.

## **I. Удосконалення методу збалансованого управління чергами на інтерфейсах маршрутизаторів телекомунікаційних мереж**

Спираючись на результати, отримані в роботах [10, 12, 13, 15-17], пропонується вдосконалення методу збалансованого управління чергами на інтерфейсах маршрутизаторів телекомунікаційних мереж. Запропонований метод полягає в послідовному двоетапному вирішенні оптимізаційних задач розподілу та агрегації потоків пакетів між сформованими на інтерфейсі маршрутизатора чергами (задачі Congestion Management) і задач розподілу та балансування пропускної здатності інтерфейсу, що відповідає принципам концепції Traffic Engineering Queues (задачі Resource Allocation), які забезпечуються в ході розв'язання задач лінійної оптимізації.

Нехай на першому етапі розрахунків на вхід інтерфейсу маршрутизатора надходять  $N$  потоків пакетів з відомими значеннями величини інтенсивності  $i$ -го потоку –  $a_i$  ( $i = \overline{1, N}$ ), що вимірюються в пакетах за секунду (1/с), де кожному  $i$ -му потоку па-

кетів відповідає значення класу  $k_i^f$  ( $i = \overline{1, N}$ ). У межах даної роботи буде вважатись, що клас потоку  $k_i^f$  кількісно виражається дійсним числом, яке змінюється від 1 до  $K$ , де  $K$  – максимальне значення класу потоків. Чим вище значення класу потоку пакетів, тим з вищим рівнем QoS він повинен обслуговуватись на інтерфейсі.

Пакети  $N$  потоків, які надійшли на обслуговування на інтерфейс маршрутизатора телекомунікаційної мережі, повинні розподілитися між  $M$  чергами в результаті вирішення задачі Congestion Management шляхом розрахунку множини змінних першого типу  $x_{i,j}$  ( $i = \overline{1, N}, j = \overline{1, M}$ ), кожна з яких характеризує частку  $i$ -го потоку, спрямованого на обслуговування в  $j$ -у чергу. Величина  $M$  трактується як максимально можлива кількість черг, яку можна організувати на інтерфейсі маршрутизатора згідно з існуючими механізмами Congestion Management, такими як FIFO, PQ, CQ, FQ/WFQ, CBWFQ, LLQ [4-6].

За аналогією до класифікації потоків пакетів  $k_i^f$  визначимо класифікацію черг, де кожній  $j$ -й черзі поставимо у відповідність клас  $k_j^q$  ( $j = \overline{1, M}$ ) [10, 13, 16], який також відповідає умові  $1 \leq k_j^q \leq K$ . Сумірність значень класів  $k_i^f$  та  $k_j^q$  є критерієм направлення того чи іншого потоку в ту чи іншу чергу. Задача агрегації потоків та їх розподілу за чергами є актуальною лише у випадку, коли кількість потоків пакетів  $N$ , що надходять на вхід інтерфейсу маршрутизатора, перевищує кількість підтримуваних на ньому черг  $M$ , тобто виконується умова  $N > M$ .

На практиці доцільно обробляти пакети одного і того ж потоку в рамках однієї зі сформованих на інтерфейсі маршрутизатора черг [10, 13, 16]. Таким чином, згідно з фізикою розв'язуваної задачі змінні  $x_{i,j}$  мають бути булевими:

$$x_{i,j} = \{0, 1\}. \quad (1)$$

Також, на змінні  $x_{i,j}$  мають накладатися умови збереження потоку на інтерфейсі маршрутизатора телекомунікаційної мережі [16]:

$$\sum_{j=1}^M x_{i,j} = 1, \quad (i = \overline{1, N}). \quad (2)$$

Виконання умов (1) і (2) гарантує, що всі пакети  $i$ -го потоку (без втрат) будуть направлені на обслуговування до однієї з черг, організованих на інтерфейсі маршрутизатора телекомунікаційної мережі.

Розрахунок керуючих змінних першого типу  $x_{i,j}$  доцільно здійснити у ході розв'язання оптимізаційної задачі щодо агрегації та розподілу потоків пакетів за сформованими на інтерфейсі маршрутизатора чергами:

$$\min_x F, \quad (3)$$

$$F = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M h_{i,j}^x x_{i,j}, \quad (4)$$

де  $h_{i,j}^x$  – умовна вартість (метрика) обслуговування пакетів  $i$ -го потоку  $j$ -ю чергою:

$$h_{i,j}^x = (k_i^f - k_j^q)^2 + 1, \quad (i = \overline{1, N}, j = \overline{1, M}). \quad (5)$$

Метрика  $h_{i,j}^x$  є додатною величиною, а її значення (5) повністю залежить від ступеня близькості класів потоків та черг. Чим ближче значення класів  $k_i^f$  та  $k_j^q$ , тим менше буде метрика  $h_{i,j}^x$  і тим вірогідніше, що пакети  $i$ -го потоку будуть направлені на обслуговування саме до  $j$ -ї черги. У випадку збігу класів  $k_i^f$  та  $k_j^q$  метрика  $h_{i,j}^x$  буде мінімальною та дорівнюватиме одиниці. Тому використання критерію (3), (4) з метрикою (5) при обмеженнях (1) та (2) визначає оптимізаційну задачу булевого програмування, в ході розв'язання якої визначається оптимальний порядок агрегування та розподілу потоків пакетів між чергами на основі близькості їх класів, що повністю відповідає технологічним вимогам.

Після отримання рішення задачі оптимального агрегування та розподілу потоків пакетів між чергами, представленого множиною розрахованих величин  $x_{i,j}$ , здійснюється вирішення завдання розподілу пропускної здатності інтерфейсу (Resource Allocation), яка відноситься до другого етапу розрахунків. Для цього необхідно ввести та визначити множину керуючих змінних другого типу  $b_j$  ( $j = \overline{1, M}$ ), кожна з яких визначає частку пропускної здатності інтерфейсу, виділену для обслуговування  $j$ -ї черги. Відповідно до свого фізичного змісту змінні  $b_j$  підпорядковуються обмеженням виду:

$$0 \leq b_j, \quad \sum_{j=1}^M b_j \leq b, \quad (j = \overline{1, M}), \quad (6)$$

де  $b$  – загальна пропускна здатність інтерфейсу маршрутизатора, на якому організуються черги. Дотримання умов (6) свідчить про коректність розподілу пропускної здатності інтерфейсу між окремими чергами.

Для забезпечення оптимального розподілу та балансування пропускної здатності інтерфейсу між чергами відповідно до принципів концепції Traffic Engineering Queues [5, 11, 18] необхідно задовольнити нелінійні умови запобігання перевантаження черг за пропускною здатністю, що їм виділена:

$$\sum_{i=1}^N a_i x_{i,j} \leq h_j^\alpha \alpha b_j, \quad (j = \overline{1, M}), \quad (7)$$

де  $\alpha$  – керуюча змінна третього типу, яка кількісно пов’язана з верхнім динамічно керованим порогом використання черг за пропускнуою здатністю та задовольняє умові:

$$0 < \alpha \leq 1, \quad (8)$$

$h_j^\alpha$  – класовий коефіцієнт, який вводиться для забезпечення балансування розподілу пропускнуої здатності інтерфейсу між чергами з урахуванням їх класів:

$$h_j^\alpha = 1 + \frac{k_j^q}{K \cdot D}, \quad (j = \overline{1, M}), \quad (9)$$

де  $D \geq 1$  – коефіцієнт нормування, який визначає рівень впливу класу черги на класовий коефіцієнт  $h_j^\alpha$  та процес балансування пропускнуої здатності за чергами в цілому.

Чим більше клас черги  $k_j^q$ , тим вище значення  $h_j^\alpha$ . Чим вище клас черги, тим меншим буде її коефіцієнт використання при тому самому значенні порога  $\alpha$ . В позначеннях моделі (1)-(6) коефіцієнт використання визначається за формулою:

$$\rho_j = \frac{\sum_{i=1}^N a_i x_{i,j}}{b_j}, \quad (j = \overline{1, M}). \quad (10)$$

Чим вище значення коефіцієнту нормування  $D$ , тим менше впливатиме клас черги на об’єм виділеної їй пропускнуої здатності. Саме завдяки введенню виразів (7)-(9) забезпечується диференціація розподілу пропускнуої здатності інтерфейсу маршрутизатора між організованими на ньому класовими чергами.

В свою чергу, нелінійність умов (7) визначається наявністю в їх правій частині білінійної форми – добутку керуючих змінних другого та третього типів. При цьому всі параметри в лівій частині умов (7) є відомими величинами. Тому задоволення умов (7) гарантуватиме, що сумарна інтенсивність вже відомих, агрегованих відповідно до метрик (5), потоків пакетів не спричинить перевантаження за пропускнуою здатністю тієї чи іншої черги, організованої на інтерфейсі маршрутизатора. Поріг  $\alpha$  дозволить збалансувати об’єм пропускнуої здатності, необхідної для їх обслуговування. Фактично, умова (7) демонструє функціональний взаємозв’язок керуючих змін-

них усіх трьох типів і пов'язує між собою оптимізаційні задачі першого та другого етапів розрахунків.

Згідно зі сформульованими умовами та обмеженнями (6)-(8), оптимізаційна задача другого етапу розрахунків буде відноситися до класу задач нелінійного програмування, де критерієм оптимальності виступатиме мінімум введеного в (7) порога  $\alpha$  :

$$\min_{b, \alpha} \alpha. \quad (11)$$

Виконання умов (6)-(8) при мінімізації порога  $\alpha$  (11) дозволяє забезпечити оптимальний збалансований розподіл пропускної здатності інтерфейсу маршрутизатора телекомунікаційної мережі між сформованими на ньому чергами відповідно до принципів концепції Traffic Engineering Queues [5, 11, 13].

Формулювання задачі Resource Allocation у вигляді задачі нелінійної оптимізації (6)-(11) суттєво підвищує обчислювальну складність отримання шуканих рішень, представлених змінними  $b_j$  та  $\alpha$ . Зважаючи на це, в даній роботі пропонується підхід зниження обчислювальної складності отримуваних рішень на підставі зведення вище сформульованої задачі нелінійної оптимізації з критерієм (11) та обмеженнями (6)-(8) до задачі класу лінійного програмування без втрати адекватності та точності кінцевих результатів.

По-перше, пропонується провести з виразом (7) наступні перетворення:

$$\frac{\sum_{i=1}^N a_i x_{i,j}}{\alpha} \leq h_j^\alpha b_j, \quad (j = \overline{1, M}). \quad (12)$$

По-друге, здійснюється заміна керуючої змінної третього типу:

$$\alpha^* = \frac{1}{\alpha}. \quad (13)$$

По-третє, на нову змінну  $\alpha^*$  накладається умова виду:

$$\alpha^* > 0. \quad (14)$$

У відповідності до проведених вище перетворень умова запобігання перевантаження черг при збалансованому розподілі між ними пропускної здатності інтерфейсу (7) набуде вигляду:

$$\alpha^* \sum_{i=1}^N a_i x_{i,j} \leq h_j^\alpha b_j, \quad (j = \overline{1, M}). \quad (15)$$

Також модифікується й форма критерію оптимальності отримуваних рішень:

$$\max_{b, \alpha^*} \alpha^* . \quad (16)$$

Завдяки проведеним перетворенням задачу Resource Allocation вдалось сформулювати як задачу лінійної оптимізації з критерієм (16) та обмеженнями (6), (14) і (15). Лінійність оптимізаційної задачі (6), (14)-(16) позитивно впливає на подальшу алгоритмічно-програмну реалізацію на практиці отримуваних розрахункових рішень.

Таким чином, в основу вдосконаленого методу збалансованого управління чергами на інтерфейсах маршрутизаторів телекомунікаційної мережі покладено послідовне розв'язання двох інтерфейсних задач, які сформульовані у вигляді задач лінійної оптимізації:

- задачі оптимального агрегування та розподілу потоків пакетів між чергами на основі близькості їх класів (задачі Congestion Management) з використанням критерію оптимальності (3), (4) з метрикою (5) при обмеженнях (1) та (2);
- задачі збалансованого розподілу пропускної здатності інтерфейсу маршрутизатора між класовими чергами відповідно до вимог концепції Traffic Engineering Queues (задачі Resource Allocation) з критерієм оптимальності (16), обмеженнями (6), (14) та (15).

Загальна структура запропонованого методу збалансованого управління чергами на інтерфейсах маршрутизаторів телекомунікаційної мережі представлена на рис. 1.

На відміну від підходу, висвітленому в роботах [10, 13, 16] та заснованому на сумісному розв'язанні задач Congestion Management і Resource Allocation, в рамках запропонованого методу ці задачі розв'язуватимуться окремо та послідовно. Це обумовлено тим, що рішення щодо агрегування та розподілу потоків за чергами, як показали результати дослідження, ніяк не пов'язано з результатами рішень задачі Resource Allocation. Тобто і сумісне, і послідовне розв'язання цих задач призводять до одного й того ж результату. Проте послідовне розв'язання задач Congestion Management і Resource Allocation знову ж таки позитивно впливає на обчислювальну складність розрахунків, що пов'язано, зі зниженням розміру оптимізаційних задач. Крім того, погоджене розв'язання задач оптимального агрегування, розподілу потоків і пропускної здатності інтерфейсу між чергами, як показано у роботах [10, 13, 16], призводило до необхідності рішення досить складної з обчислювальної точки зору оптимізаційної задачі змішаного цілочисельного нелінійного програмування (Mixed Integer Nonlinear Programming, MINLP).

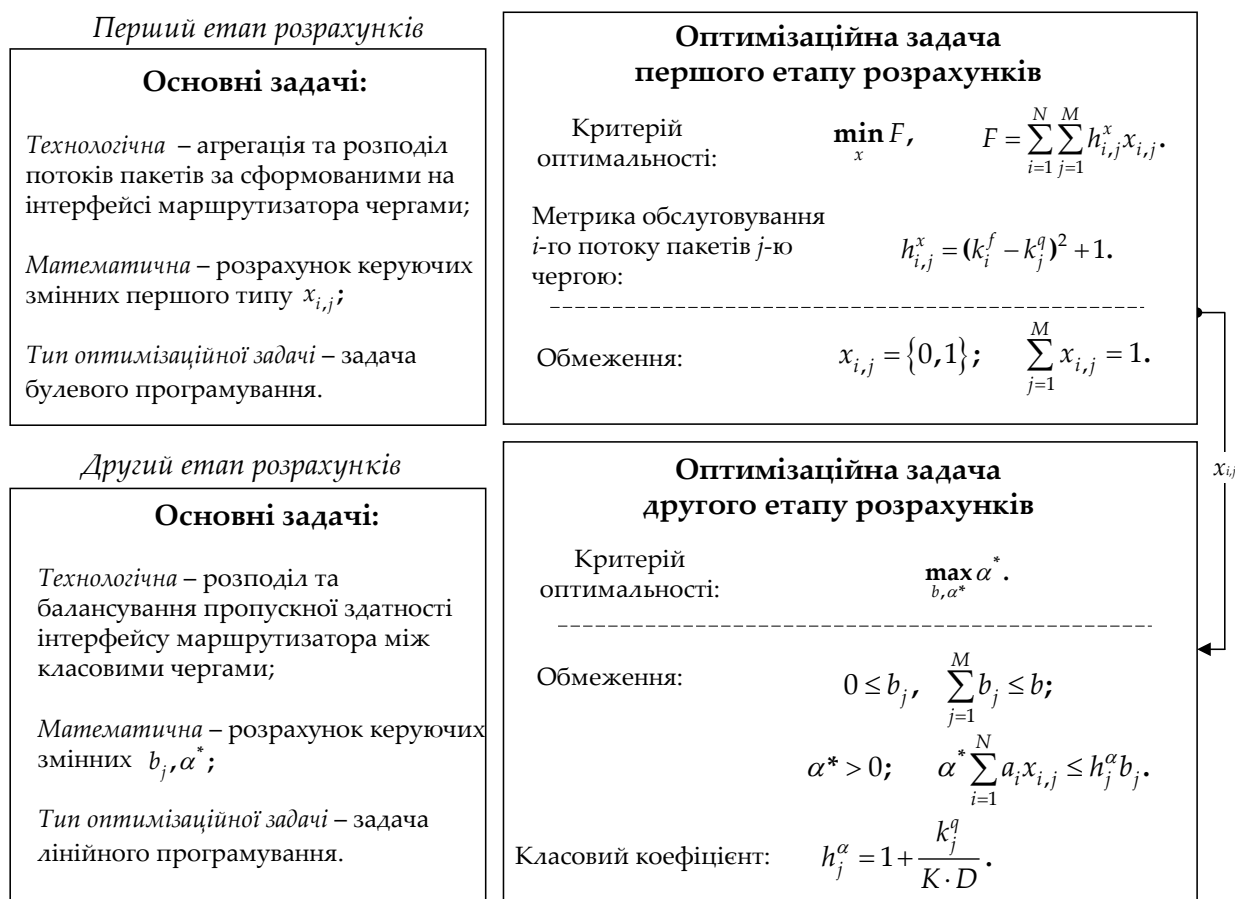


Рис. 1. Структура методу збалансованого управління чергами на інтерфейсі маршрутизатора телекомунікаційної мережі

## II. Дослідження методу збалансованого управління чергами на інтерфейсах маршрутизаторів телекомунікаційних мереж

Дослідження запропонованого вдосконаленого методу збалансованого управління чергами на інтерфейсах маршрутизаторів телекомунікаційних мереж ґрунтувалося на результатах аналітичних розрахунків, отриманих з використанням пакету Optimization Toolbox середовища Matlab. Особливості роботи вдосконаленого методу збалансованого управління чергами на інтерфейсах маршрутизаторів телекомунікаційних мереж буде продемонстровано на двох розрахункових прикладах, які відрізнялись характеристиками потоків пакетів та числом задіяних черг.

Нехай у табл. 1 представлені вихідні дані та результати розрахунків для першого прикладу, коли на вхід інтерфейсу маршрутизатора надходив трафік, що складався з дванадцяти потоків ( $N=12$ ). Значення класів та інтенсивностей потоків  $k_i^f$  задавалися випадковим чином. Диференціація потоків здійснювалася, наприклад, на основі змісту полів IP-пакета: IP Precedence з максимальним значенням класів потоків  $K = 8$ . Пропускна здатність інтерфейсу маршрутизатора –  $b = 100$  1/с. Обслуговування потоків здійснювалося в рамках чотирьох черг ( $M = 4$ ). Коефіцієнт нормування:  $D = 5$ .

Таблиця 1. Вихідні дані та результати для першого розрахункового прикладу

Характеристика потоків			Характеристика черг				
Номер потоку	Клас потоку, $k_i^f$	Інтенсивність потоку (1/с), $a_i$	Номер черги	Клас черги, $k_j^q$	Сумарна інтенсивність потоків у черзі (1/с)	Коефіцієнт використання черги, $\rho_j$	Виділена пропускна здатність (1/с), $b_j$
3	2,4542	5,7361	1	1,8750	37,1034	0,8030	46,2043
6	2,6134	13,0633					
8	2,3634	1,4816					
9	2,5815	3,4409					
10	2,1950	5,4496					
11	2,5937	7,9319					
4	3,1087	2,4642	2	3,6250	18,0255	0,7708	23,3850
5	4,2965	12,0651					
12	4,0499	3,4962					
1	5,3573	4,1480	3	5,3750	16,4597	0,7411	22,2102
2	5,1093	12,3117					
7	6,9102	5,8516	4	7,1250	5,8516	0,7136	8,2005

За результатами розрахунків (табл. 1) вдалося підтвердити коректність агрегування та розподілу потоків пакетів за відповідними чергами згідно із сумірністю значень їх класів, а також досягти оптимального збалансованого розподілу пропускної здатності інтерфейсу між сформованими класовими чергами відповідно до принципів концепції Traffic Engineering Queues. Це дозволило уникнути перевантажень черг за пропускною здатністю за рахунок більш гнучкого та раціонального розподілу каналного ресурсу.

Як показано в табл. 1, в рамках запропонованого методу клас черг  $k_j^q$  впливав на коефіцієнт використання черг  $\rho_j$ . Так, наприклад, у рамках першого прикладу при  $\alpha = 1,1895$  черга з найнижчим класом ( $k_1^q = 1,875$ ) мала найвищий коефіцієнт використання ( $\rho_1 = 0,803$ ), і, навпаки, черга з найвищим значенням класу  $k_4^q = 7,125$  була завантажена найменше ( $\rho_4 = 0,7136$ ). Також у ході дослідження було встановлено, що характер балансування розподілу між класовими чергами пропускної здатності інтерфейсу суттєво залежав від значень коефіцієнту нормування  $D$  (рис. 2), який у свою чергу визначав рівень впливу класу черги  $k_j^q$  на класовий коефіцієнт  $h_j^\alpha$  (9). Як показано на рис. 2, зростання коефіцієнту нормування  $D$  зменшувало вплив класів черг на об'єм виділеної їм пропускної здатності інтерфейсу та, відповідно, на коефіцієнт використання  $\rho_j$ .

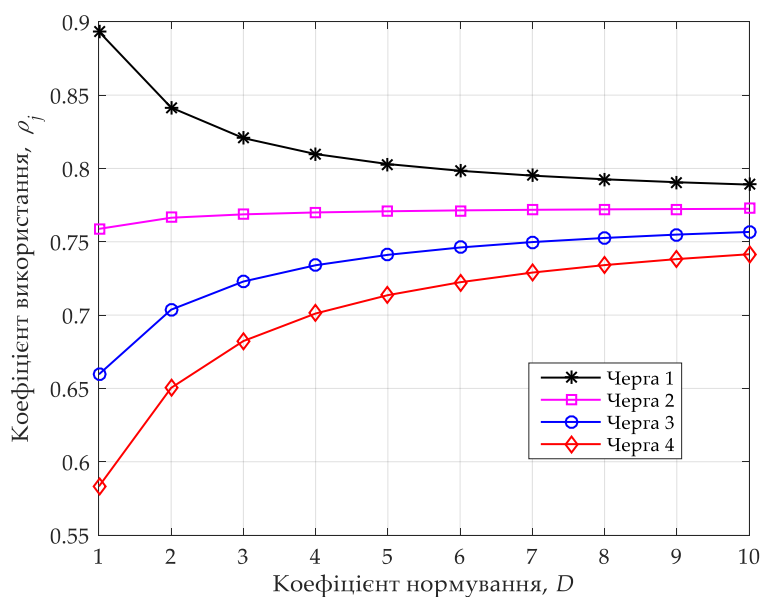


Рис. 2. Аналіз впливу коефіцієнту нормування  $D$  на характер балансування розподілу між класовими чергами пропускної здатності інтерфейсу (для першого прикладу)

В табл. 2 представлені вихідні дані та результати розрахунків для другого прикладу, де кількість потоків пакетів, що надходили на інтерфейс маршрутизатора, було збільшено до двадцяти ( $N=20$ ). Значення класів та інтенсивностей потоків  $k_i^f$  також задавались випадковим чином аналогічно прикладу, наведеному в табл. 1. У цьому випадку диференціація потоків здійснювалася на основі змісту коду поля диференційованих послуг (Differentiated Services Code Point, DSCP) у заголовку IP-пакета. Максимальне значення класу потоків –  $K = 64$ . Пропускна здатність інтерфейсу маршрутизатора дорівнювала 100 1/с. Обслуговування потоків здійснювалося в рамках п'яти черг ( $M = 5$ ). Коефіцієнт нормування:  $D = 4$ .

Результати розрахунків (табл. 2), як і в першому прикладі (табл. 1), підтвердили ефективність запропонованого методу з точки зору забезпечення оптимального агрегування та розподілу потоків пакетів за чергами, а також збалансованого розподілу пропускної здатності інтерфейсу між класовими чергами ( $\alpha = 1,2141$ ). П'ята черга, яка мала найвищий клас ( $k_5^q = 57,7$ ), була завантажена менше за інших  $\rho_5 = 0,6721$ . Перша черга, в яку надходили потоки пакетів з найменшим класом ( $k_1^q = 7,3$ ), мала коефіцієнт використання  $\rho_1 = 0,8008$ . Результати аналізу впливу коефіцієнту нормування  $D$  на коефіцієнти використання черг (рис. 3) підтвердили висновки, які було зроблено за першим прикладом.

Таблиця 2. Вихідні дані та результати для другого розрахункового прикладу

Характеристика потоків			Характеристика черг				
Номер потоку	Клас потоку, $k_i^f$	Інтенсивність потоку (1/с), $a_i$	Номер черги	Клас черги, $k_j^q$	Сумарна інтенсивність потоків у черзі (1/с)	Коефіцієнт використання черги, $\rho_j$	Виділена пропускна здатність (1/с), $b_j$
3	2,0699	2,2549	1	7,3	31,7542	0,8008	39,6527
4	8,6142	4,3088					
11	3,0154	6,8240					
14	4,1206	1,6677					
16	13,1282	5,1225					
17	8,7543	3,3362					
19	10,2304	7,5835					
20	12,9115	0,6566					
8	14,1925	3,5615	2	19,9	7,3717	0,7642	9,6458
13	23,8319	2,1624					
18	13,9461	1,6478					
2	37,5457	5,0816	3	32,5	14,5858	0,7309	19,9571
6	31,5107	3,9929					
9	35,7944	0,9915					
15	31,8429	4,5198					
10	40,6827	3,9229	4	45,1	10,9143	0,7003	15,5857
12	39,7269	6,9914					
1	59,4837	0,3412	5	57,7	10,1889	0,6721	15,1587
5	55,3508	5,5613					
7	54,2259	4,2864					

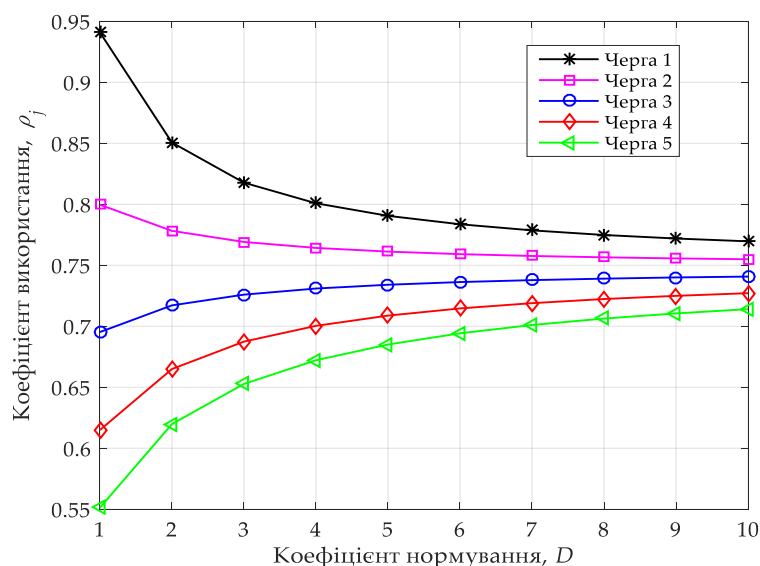


Рис. 3. Аналіз впливу коефіцієнту нормування  $D$  на характер балансування розподілу між класовими чергами пропускної здатності інтерфейсу (для другого прикладу)

## Висновки

В роботі запропоновано вдосконалення методу збалансованого управління чергами на інтерфейсі маршрутизатора телекомунікаційної мережі. Новизною пропонуваного методу є забезпечення узгодженого вирішення задач агрегування та розподілу потоків пакетів за чергами (задачі Congestion Management), а також задач збалансованого розподілу пропускну здатності інтерфейсу між класовими чергами (задачі Resource Allocation) відповідно до принципів концепції Traffic Engineering Queues.

На відміну від підходу, висвітленому у роботах [10, 13, 16], запропоноване рішення позитивно впливає на обчислювальну складність розрахунків, що пов'язано, перш за все, зі зниженням розміру оптимізаційних задач та їх лінійним характером. Це було обумовлено тим, що погодженість процесів Congestion Management і Resource Allocation забезпечувалась на підставі їх послідовного розв'язання, оскільки рішення щодо агрегування та розподілу потоків за чергами ніяк не було пов'язане з результатами рішень задачі Resource Allocation.

Дослідження процесів Congestion Management і Resource Allocation за допомогою запропонованого методу підтвердили його ефективність і адекватність отримуваних за його допомогою рішень:

- агрегування та розподіл потоків пакетів за відповідними чергами відбувалось відповідно до значень їх класів;

- оптимальний збалансований розподіл пропускну здатності інтерфейсу між сформованими класовими чергами здійснювався відповідно до принципів концепції Traffic Engineering Queues – черга з вищим значенням класу мала менший коефіцієнт завантаженості.

## Список літератури:

1. *Stallings W.* Foundations of modern networking: SDN, NFV, QoE, IoT, and Cloud. – Addison-Wesley Professional, 2015. – 560 p.
2. *Berreiros M., Lundqvist P.* QoS-Enabled Networks: Tools and Foundations. 2nd Edition. – Wiley Series on Communications Networking & Distributed Systems, Wiley, 2016. – 254 p.
3. *Yue W., Takahashi Yu., Takagi H.* Advances in Queueing Theory and Network Applications. – Springer, 2009. – 272 p.
4. *White R.* Computer Networking Problems and Solutions: An innovative approach to building resilient, modern networks. 1st Edition. – Addison-Wesley Professional, 2018. – 832 p.
5. *Simha A., Osborne E.* Traffic Engineering with MPLS. – Cisco Press, 2002. – 608 p.
6. *Monge A., Szarkowicz K.* MPLS in the SDN Era: Interoperable Scenarios to Make Networks Scale to New Services. 1st edition. – O'Reilly Media, 2016. – 920 p.
7. *Гольдштейн А., Гольдштейн Б.* Технология и протоколы MPLS. – БХВ–Санкт-Петербург, 2005. – 304 с.
8. *Bahmase A., Louhab F., Oulahyane H., Talea M., Bakali A.* Novel SDN architecture for smart MPLS Traffic Engineering-DiffServ Aware management // Future Generation Computer Systems. – 2018. – Vol. 87. – P. 115-126.

9. *Katoun F., Outay F.* IP/MPLS networks with hardened pipes: service concepts, traffic engineering and design considerations // *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*. – 2018. – P. 1-8.
10. *Lemeshko O., Lebedenko T., Yeremenko O., Simonenko O.* Mathematical Model of Queue Management with Flows Aggregation and Bandwidth Allocation // *International Conference on Theory and Applications of Fuzzy Systems and Soft Computing*. Springer, Cham. – 2018. – P. 165–176. – Режим доступу: [https://doi.org/10.1007/978-3-319-91008-6\\_17](https://doi.org/10.1007/978-3-319-91008-6_17).
11. *Li Y., Panwar S., Liu C.J.* On the Performance of MPLS TE Queues for QoS Routing // *Simulation series*. – 2004. – Vol. 36; part 3. – P. 170–174.
12. *Лемешко А., Лебеденко Т.* Линейная модель оптимального управления очередями на интерфейсе маршрутизатора телекоммуникационной сети // *International Journal "Information Content and Processing"*. – 2017. – Vol.4, № 2. – P. 171-181.
13. *Али С. Али, Симоненко А.В.* Поточковая модель динамической балансировки очередей в MPLS-сети с поддержкой Traffic Engineering Queues [Электронный ресурс] // *Проблеми телекомунікацій*. – 2010. – № 1 (1). – С. 59–67. – Режим доступу до журн.: [http://pt.journal.kh.ua/2010/1/1/101\\_ali\\_balancing.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2010/1/1/101_ali_balancing.pdf).
14. *Imran M., Khan M. A., Qadeer M. A.* Design and Simulation of Traffic Engineering using MPLS in GNS3 Environment // *Computing Methodologies and Communication (ICCMC): Proceedings of the Second International Conference, Surya, India, 15-16 February 2018, 2018*. – P. 1026-1030.
15. *Lebedenko T., Kholodkova A., Al-Dulaimi A.* Linear-Quadratic Model of Optimal Queue Management on Interface of Telecommunication Network Router // *Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo): Proceedings of the Third International Conference, Odessa, Ukraine, 10-14 September 2018, 2018*. – P. 1-4.
16. *Симоненко А.В., Андрушко Д.В.* Математическая модель управления очередями на маршрутизаторах телекоммуникационной сети на основе оптимального агрегирования потоков и распределения пакетов по очередям [Электронный ресурс] // *Проблеми телекомунікацій*. – 2015. – № 1 (16). – С. 94–102. – Режим доступу до журн.: [http://pt.journal.kh.ua/2015/1/1/151\\_simonenko\\_queue.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2015/1/1/151_simonenko_queue.pdf).
17. *Лебеденко Т., Симоненко А.* Динамическая модель управления очередями на интерфейсе маршрутизатора телекоммуникационной сети // *Радиоэлектроника и информатика*. – 2018. – №1. – С. 13-18.
18. *Lemeshko O., Hailan A., Starkova O.* Multi-level traffic management in the MPLS-TE DiffServ network // *The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics: Proceedings of the Eleventh International Conference, Polyana-Svalyava-(Zakarpatya), Ukraine, 23 - 25 February 2011, 2011*. – P. 118-120.

УДК 621.391

# ОСОБЛИВОСТІ РЕАЛІЗАЦІЇ ДВОРІВНЕВОГО МЕТОДУ МАРШРУТИЗАЦІЇ НА КОНТРОЛЕРІ З БАГАТОЯДЕРНОЮ АРХІТЕКТУРОЮ В ПРОГРАМНО-КОНФІГУРОВАНІЙ МЕРЕЖІ



[О.С. НЕВЗОРОВА](#), [М.О. ЄВДОКИМЕНКО](#)

Харківський національний університет радіоелектроніки

**Abstract** – Practical implementation of Software-Defined Networks (SDN) focuses on increasing the centralization of network management. This requires a high computing power of SDN controller, which implements routing functions also. The effective direction of increasing the productivity of an SDN controller is the use of multicore/multiprocessor computing architectures. In this architecture each core (processor) is functionally responsible for solving a given separate network problem. However, most mathematical methods and calculation algorithms, which are the basis of existing routing protocols, are not adapted for parallel computing. Therefore, in this paper a two-level routing method in a Software-Defined Network is proposed. The method is adapted for use on an SDN controller with multicore architecture. Within the method, a two-tier hierarchy of calculations is introduced by using the goal coordination principle: each core of the lower level of hierarchy is responsible for solving the flow-based routing problem on a separate border router during the solving of the optimization problem of quadratic programming. The functionality of the upper level is implemented on the core-coordinator, which coordinates the lower level solutions to prevent overload of the links in the SDN network. Time to solve routing tasks on an SDN controller and its load directly depends on the convergence rate of the coordination procedure. During studying the proposed method, it is shown that it converges to optimal solutions for the finite number of iterations.

**Анотація** – В даній роботі запропоновано дворівневий метод маршрутизації в програмно-конфігурованій мережі, який адаптований для використання на SDN-контролері з багатоядерною архітектурою. В межах метода за допомогою принципу цільової координації введена дворівнева ієрархія розрахунків: кожне з ядер нижнього рівня ієрархії відповідає за розв'язання задачі маршрутизації потоків на окремому приграничному маршрутизаторі. Функціонал верхнього рівня реалізується на ядрі-координаторі, який здійснює координацію рішень нижнього рівня з метою недопущення перевантаження каналів зв'язку програмно-конфігурованої мережі.

**Аннотация** – В данной работе предложен двухуровневый метод маршрутизации в программно-конфигурируемой сети, адаптированный для использования на SDN-контроллере с многоядерной архитектурой. В рамках метода с помощью принципа целевой координации введена двухуровневая иерархия расчетов: каждое из ядер нижнего уровня иерархии отвечает за решение задачи маршрутизации потоков на отдельном пограничном маршрутизаторе. Функционал верхнего уровня реализуется на ядре-координаторе, который осуществляет координацию решений нижнего уровня с целью недопущения перегрузки каналов связи программно-конфигурируемой сети.

## Вступ

Впровадження програмно-конфігурованих мереж (Software-Defined Networking, SDN) стало адекватною реакцією інформаційно-комунікаційної галузі на постійне підвищення вимог щодо переліку послуг, гнучкості їх надання та рівня якості обслуговування (Quality of service, QoS) у цілому [1-3]. Програмно-конфігуровані рішення все частіше використовуються в багатьох сучасних мережних сценаріях, наприклад, в центрах обробки даних, хмарних технологіях, технології Інтернету речей (Internet of Things, IoT) тощо.

Основною ідеєю, на якій базується програмно-конфігурована мережа, є перенесення ряду основних керуючих функцій з вузлів мережі, тобто комутаторів або мар-

шрутизаторів, на SDN-контролер (сервер). До ключових переваг такого нововведення відносять, перш за все, скорочення часу та зниження трудовитрат на супровід мережі, на впровадження додаткових послуг і додатків, на віртуалізацію мережних ресурсів, що досягається за рахунок централізації й автоматизації на SDN-контролері функцій щодо управління мережею. Проте, треба розуміти, що централізація управління традиційно сприяє зниженню надійності та масштабованості мережних рішень. Крім того, зосередження на одному контролері (керуючому сервері) більшості керуючих функцій реального часу значно підвищує вимоги до обчислювальної потужності подібного SDN-контролера.

Мінімізація недоліків централізованих рішень багато в чому залежить від типу задачі щодо управління мережею. Маршрутизація є однією з ключових задач управління трафіком та забезпечення якості обслуговування [4, 5], а використання SDN передбачає множини різноманітних технологічних особливостей щодо організації процесів збору та обробки інформації про стан мережі, розрахунку маршрутних таблиць та їх використання на вузлах транспортної мережі [6-8]. У свою чергу, технологічні вимоги накладають відбиток на нові математичні моделі та методи, які повинні стати основою перспективних протоколів маршрутизації в SDN.

Проблематиці забезпечення надійності та відмовостійкості телекомунікаційних мереж, в т.ч. SDN, засобами маршрутизації присвячено досить багато статей, наприклад [9-22]. Як правило, ці рішення пов'язані з реалізацією різноманітних схем захисту елементів мережі: шлюзу за замовчуванням [9-11], вузла або каналу транспортної мережі [12-14], шляху [14-18] та його пропускної здатності [19-21]. Окремі рішення орієнтовані на реалізацію відмовостійкої маршрутизації із захистом загального рівня якості обслуговування за показниками пропускної здатності, середньої затримки та ймовірності втрат пакетів [21, 22].

Для підвищення масштабованості телекомунікаційних мереж все частіше пропонується до використання ієрархічна маршрутизація [23-29]. Так, в роботах [23-25] пропонується покласти на SDN-контролер функції координації роботи приграничних маршрутизаторів MPLS-мереж. Результати робіт [26-29] присвячені розв'язанню задач багаторівневої маршрутизації в мультидомених мережах, коли SDN-контролер відповідав би за координацію роботи не окремих маршрутизаторів, а цілих мережних доменів. Це б дозволило значно скоротити об'єми як службового трафіка, так і розміри самих маршрутних таблиць.

Проблема підвищення вимог до обчислювальної потужності контролера програмно-конфігурованої мережі також потребує свого вирішення. При цьому варто врахувати досвід, який вже накопичено в існуючих телекомунікаційних мережах, пов'язаний, перш за все, з використанням багатоядерних/багатопроекторних обчислювальних архітектур. Так, маршрутизатори фірми Cisco вже не перший рік підтримують багатоядерну (2 та 4 ядерну) архітектуру, а, наприклад, маршрутизатор фірми Mikrotik серії CCR1072-1G-8S+ працює на процесорі, який містить 72 ядра [30]. Крім того, важливо щоб багатоядерність/багатопроекторність враховувала функціональні особливості задач, які розв'язуються на маршрутизаторі. Наприклад, механі-

зми Distributed Weighted Fair Queuing (DWFQ) та Distributed Weighted Random Early Detection (DWRED) реалізуються на маршрутизаторах Cisco серії 7500, коли за задачі управління чергами відповідає не центральний процесор маршрутизатора, а процесор інтерфейсної плати VIP (Versatile Interface Processor) [31]. Подібна ситуація характерна й для рішення з профілювання трафіка – Distributed Traffic Shaping.

За функціональною аналогією до розглянутих багатоядерних/багатопроекторних рішень у даній роботі пропонується дворівневий метод маршрутизації на контролері з багатоядерною архітектурою в програмно-конфігурованій мережі, який є вдосконаленням методу, що представлено у роботах [23, 25]. При цьому кожне ядро SDN-контролера буде функціонально відповідати за розрахунок маршрутів «від джерела» від відповідного приграничного маршрутизатора.

## 2. Декомпозиційна модель маршрутизації у програмно-конфігурованій мережі

Нехай мережа описується орієнтованим графом  $G = (M, E)$ , де  $M = \{M_i, i = \overline{1, m}\}$  – це множина маршрутизаторів у мережі, а  $E = \{E_{i,j}; i, j = \overline{1, m}; i \neq j\}$  – це множина каналів зв'язку, що з'єднують маршрутизатори мережі. Також додатково вводиться підмножина приграничних маршрутизаторів, яка позначається як  $M^* = \{M_r^*, r = \overline{1, m^*}\}$ , ( $M^* \subset M$ ). Множину потоків, що циркулюють у мережі, позначимо через  $K$ . Тоді підмножина  $K_r$  ( $K_r \subset K$ ) – множина потоків, що підлягають маршрутизації з приграничного маршрутизатора  $M_r^*$  ( $M_r^* \in M^*$ ). Надалі під  $K_r$ -м потоком ( $k_r \in K_r$ ) буде розумітись  $k$ -й потік пакетів, маршрутизація якого здійснюється з приграничного маршрутизатора  $M_r^*$ . Для кожного  $k_r$ -го потоку додатково вводяться наступні характеристики:

$\lambda^{k_r}$  – середня інтенсивність (швидкість передачі) пакетів, що вимірюється в пакетах за секунду (1/с);

$s_{k_r}$  – маршрутизатор-відправник  $k_r$ -го потоку пакетів;

$d_{k_r}$  – маршрутизатор-отримувач  $k_r$ -го потоку пакетів.

Важливо розуміти, що в рамках запропонованого методу всі розрахунки безпосередньо проводяться на багатоядерному SDN-контролері, де маршрутні задачі, які раніше покладались на кожен окремий приграничний маршрутизатор [23, 25], розв'язуються відповідним ядром SDN-контролера (рис. 1).

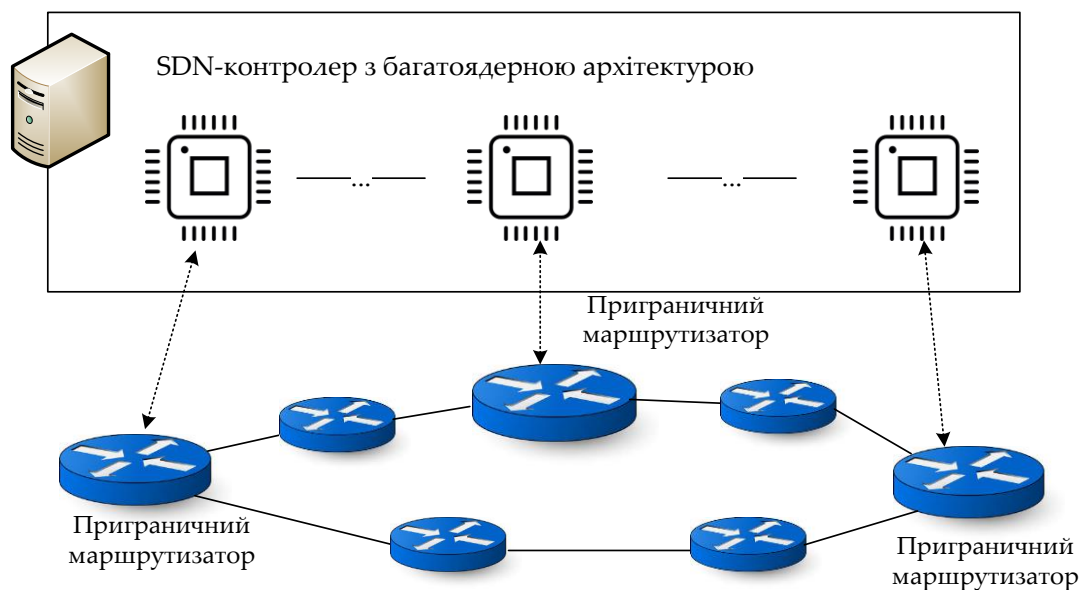


Рис. 1. Організація процесу маршрутизації на базі SDN-контролера з багатоядерною архітектурою

Тоді для ядра SDN-контролера, функціонально закріпленого за відповідним  $s_{k_r}$  приграничним маршрутизатором-відправником пакетів у мережі, шуканими виступають змінні  $x_{i,j}^{k_r}$ , що характеризують частку інтенсивності  $k_r$ -го потоку пакетів, що надходить до мережі через приграничний маршрутизатор  $M_r^*$  та передається за каналом  $E_{i,j} \in E$ . Також через  $\varphi_{i,j}$  позначимо пропускну здатність каналу зв'язку  $E_{i,j} \in E$ . Для забезпечення реалізації багатошляхової маршрутизації на маршрутні змінні  $x_{i,j}^{k_r}$  накладаються наступні обмеження:

$$0 \leq x_{i,j}^{k_r} \leq 1. \quad (1)$$

З метою запобігання втрат пакетів на маршрутизаторах та в мережі в цілому важливо забезпечити виконання умов збереження потоку для кожного окремого  $k_r$ -го потоку пакетів:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{j:(i,j) \in E} x_{i,j}^{k_r} - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{j,i}^{k_r} = 1, \quad M_i = s_{k_r}; \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{i,j}^{k_r} - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{j,i}^{k_r} = 0, \quad M_i \neq s_{k_r}, d_{k_r}; \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{i,j}^{k_r} - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{j,i}^{k_r} = -1, \quad M_i = d_{k_r}. \end{array} \right. \quad (2)$$

Також важливими умовами в рамках потокової моделі маршрутизації виступають умови запобігання перевантаження каналів зв'язку мережі:

$$\sum_{M_r^* \in M^*} \sum_{k_r \in K_r} \lambda^{k_r} x_{i,j}^{k_r} \leq \varphi_{i,j}, E_{i,j} \in E, \quad (3)$$

Треба розуміти, що умови (3) орієнтовані на реалізацію централізованої маршрутизації, коли всі маршрутні змінні  $x_{i,j}^{k_r}$  ( $M_r^* \in M^*$ ,  $E_{i,j} \in E$ ) розраховуються на єдиному ядрі SDN-контролера. Для адаптації процесу розрахунків під багатоядерну архітектуру SDN-контролера умови (3) будуть записані наступним чином:

$$\sum_{k_r \in K_r} \lambda^{k_r} x_{i,j}^{k_r} \leq \varphi_{i,j} - \sum_{\substack{M_s^* \in M^* \\ s \neq r}} \sum_{k_s \in K_s} \lambda^{k_s} x_{i,j}^{k_s}. \quad (4)$$

Фізичний зміст виразу (4) визначається тим, що агрегований потік, який підлягає маршрутизації  $M_r^*$  приграничним маршрутизатором, не повинен за своєю інтенсивністю перевищувати пропускну здатність каналу зв'язку, яка залишилася після обслуговування потоків, що надійшли в мережу через інші приграничні маршрутизатори. У векторно-матричній формі умови (4) можна записати у наступному вигляді:

$$B_r \bar{x}_r \leq D_r \bar{\varphi} - \sum_{\substack{M_s^* \in M^* \\ s \neq r}} C_{rs} \bar{x}_s, \quad (5)$$

де  $\bar{x}_r$  – маршрутний вектор, координатами якого є змінні  $x_{i,j}^{k_r}$ ;  $\bar{\varphi}$  – вектор пропускових здатностей каналів зв'язку мережі з координатами  $\varphi_{i,j}$ ;  $B_r$ ,  $D_r$ ,  $C_{rs}$  – матриці погодження, тому що розмірності векторів  $\bar{x}_r$  ( $M_r^* \in M^*$ ) та  $\bar{\varphi}$ , а також нумерація їх координат можуть не співпадати.

В ході розрахунку множини шуканих маршрутних змінних, яка представлена векторами  $\bar{x}_r$ , як критерій оптимальності одержуваних рішень обрано мінімум наступної цільової функції:

$$F = \sum_{M_r^* \in M^*} \bar{x}_r^t H_r \bar{x}_r \rightarrow \min, \quad (6)$$

де  $H_r = \|h_{i,j}^r\|$  – це діагональна матриця вагових коефіцієнтів, координатами якої є маршрутні метрики  $h_{i,j}^r$  каналів зв'язку мережі;  $[ ]^t$  – функція транспонування вектору (матриці).

### 3. Дворівневий метод маршрутизації на контролері з багатоядерною архітектурою в програмно-конфігурованій мережі

Таким чином, розв'язання поставленої задачі маршрутизації пов'язане з використанням критерію оптимальності (6) при наявності обмежень (2)-(4). Для цього буде використано принцип цільової координації [32, 33], в рамках якого здійснюється перехід задачі на безумовний екстремум:

$$\min_x F = \max_\mu L.$$

В рамках цієї двоїстої задачі необхідно максимізувати за множниками Лагранжа  $\bar{\mu}$  лагранжیان  $L$  наступного вигляду:

$$L = \sum_{M_r^* \in M^*} \bar{x}_r^t H_r \bar{x}_r + \sum_{M_r^* \in M^*} \bar{\mu}_r^t (B_r \bar{x}_r - D_r \bar{\phi} + \sum_{\substack{M_s^* \in M^* \\ s \neq r}} C_{rs} \bar{x}_s), \quad (7)$$

де  $\bar{\mu}_r$  – підвектор вектору  $\bar{\mu}$ , який віднесено до розрахунків, що здійснюються на кожному окремому ( $r$ -му) ядрі SDN-контролера для наступної реалізації отриманих маршрутів на відповідному приграничному маршрутизаторі  $M_r^* \in M^*$ .

Використовуючи принцип цільової координації [32, 33] на SDN-контролері вводиться дворівнева ієрархія розрахунків, а саме: вектори маршрутних змінних  $\bar{x}_r$  ( $M_r^* \in M^*$ ) пропонується розраховувати на нижньому рівні – паралельно на кожному окремому ядрі SDN-контролера, а підвектори  $\bar{\mu}_r$  визначаються на верхньому рівні – на ядрі контролера, який реалізує функції координатора кінцевих рішень (рис. 2). Тоді лагранжیان (7) можна представити у декомпозиційному вигляді:

$$L = \sum_{M_r^* \in M^*} L_r, \quad (8)$$

де

$$L_r = \bar{x}_r^t H_r \bar{x}_r + \bar{\mu}_r^t (B_r \bar{x}_r - D_r \bar{\phi} + \sum_{\substack{M_s^* \in M^* \\ s \neq r}} \bar{\mu}_s^t C_{sr} \bar{x}_r). \quad (9)$$

Саме мінімізація виразів (9) за маршрутними змінними  $\bar{x}_r$  є задачею нижнього рівня запропонованого дворівневого методу, що розв'язується на кожному із ядер SDN-контролера. Основною технологічною задачею верхнього ієрархічного рівня є недопущення перевантаження каналів зв'язку мережі, тобто забезпечення виконання умов (5). Таким чином, на верхньому рівні розрахунків згідно з принципом цільової координації здійснюється координація рішень, отриманих на нижньому рівні, тобто відбувається модифікація векторів множників Лагранжа в ході виконання наступної ітераційної градієнтної процедури:

$$\bar{\mu}_r(n+1) = \bar{\mu}_r(n) + \nabla \bar{\mu}_r, \quad (10)$$

де  $n$  – номер ітерації розрахунків;  $\nabla \bar{\mu}_r$  – градієнт функції, що розраховується відповідно до отриманих на верхньому рівні результатів вирішення задач маршрутизації на кожному окремому ядрі:

$$\nabla \mu_r(x) \Big|_{x=x^*} = A_r \bar{x}_r^* - D_r \bar{\varphi} + \sum_{\substack{M_s \in M \\ s \neq r}} C_{rs} \bar{x}_s^*. \quad (11)$$

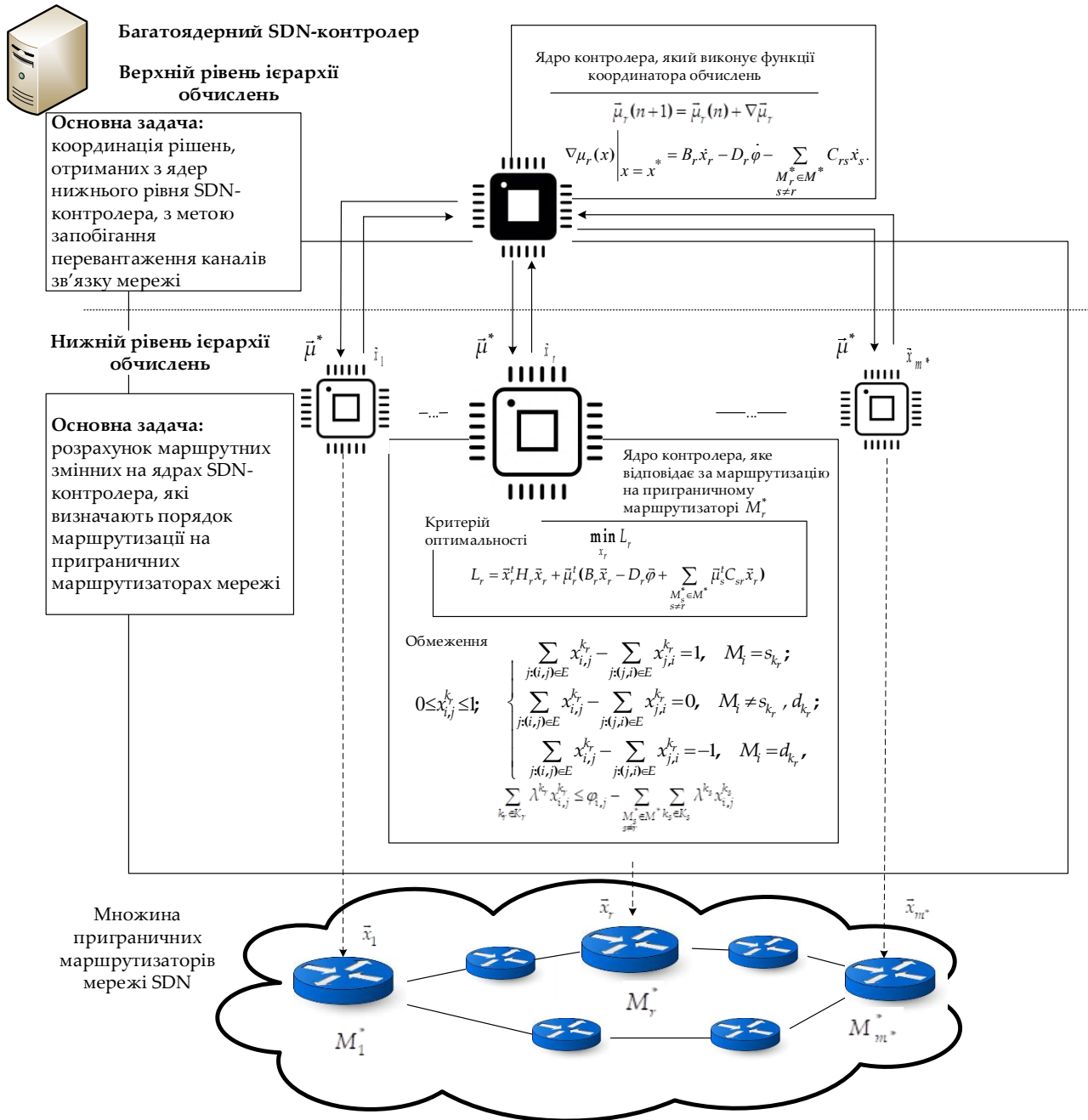


Рис. 2. Структура запропонованого методу маршрутизації

Нові значення підвекторів множників Лагранжа (11), що були розраховані на ядрі-координаторі SDN-контролера, передаються на нижній рівень для перерахунку векторів маршрутних змінних. Фактично координати підвекторів (10) у виразі (9) виступають як корекції маршрутних метрик. Чим більший вплив здійснює той чи інший потік на перевантаження обраного каналу, тим більшого значення набуде відповідна координата вектору (10) та більшою стане метрика перевантаженого каналу для цього потоку.

Таким чином, процес розв'язання задачі ієрархічно-координаційної маршрутизації набуває ітераційного характеру. Чим менше ітерацій потребує координація маршрутних рішень (10), (11) для забезпечення виконання умов (5), тим оперативніше буде отримане кінцеве маршрутне рішення на SDN-контролері.

#### 4. Дослідження запропонованого методу маршрутизації в програмно-конфігурованій мережі

Для підтвердження ефективності розробленого методу було проведено ряд досліджень на різних мережних структурах, які відрізнялись кількістю маршрутизаторів, їх зв'язністю, а також кількістю та характеристиками потоків. Для наочності розглянемо роботу методу на прикладі мережі, структура якої представлена на рис. 3. Мережа складалась з дев'яти маршрутизаторів ( $M_1 \div M_9$ ) та шістнадцяти каналів зв'язку. На рис. 3 у розривах каналів зв'язку представлена їх пропускна здатність (1/с).

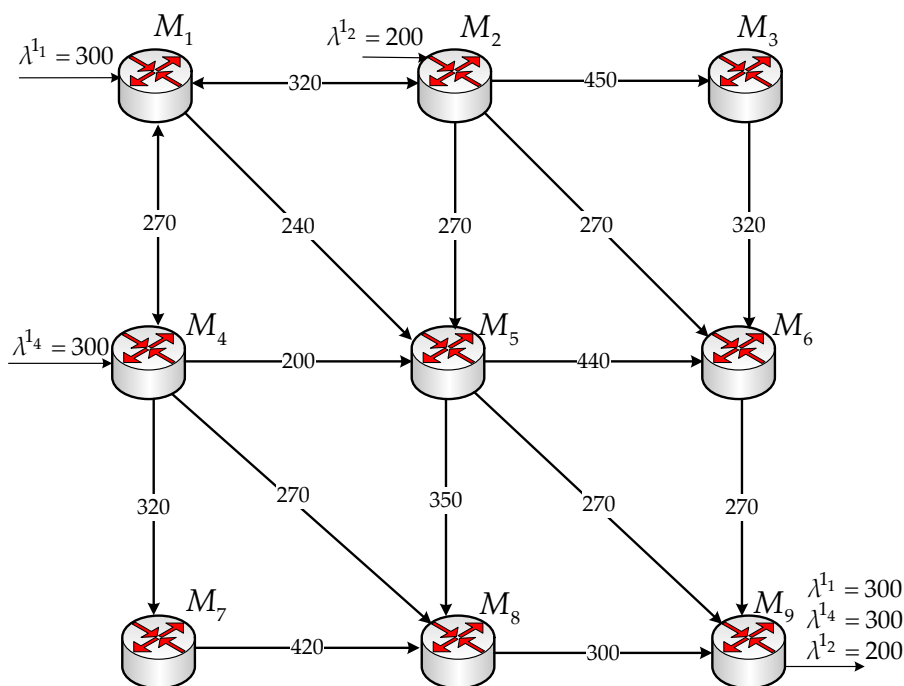


Рис. 3. Структура мережі, яка досліджувалась

Нехай в мережі передавались пакети трьох потоків, характеристики яких представлені в табл. 1.

Таблиця 1. Характеристики потоків

№ потоку	Інтенсивність потоку, 1/с	Маршрутизатор-відправник пакетів	Маршрутизатор-отримувач пакетів
1	$\lambda^1 = 300$	$M_1$	$M_9$
2	$\lambda^4 = 300$	$M_4$	$M_9$
3	$\lambda^2 = 200$	$M_2$	$M_9$

На рис. 4 наведено порядок маршрутизації всіх трьох потоків за каналами зв'язку до початку роботи координаційної процедури (10), (11), тобто коли задачі маршрутизації розв'язувались для кожного потоку на окремому ядрі SDN-контроллера. В розривах каналів зв'язку наведено наступну інформацію (зверху вниз): інтенсивність першого потоку, інтенсивність другого потоку, інтенсивність третього потоку, що передавались цим каналом зв'язку (1/с) та його пропускна здатність (1/с).

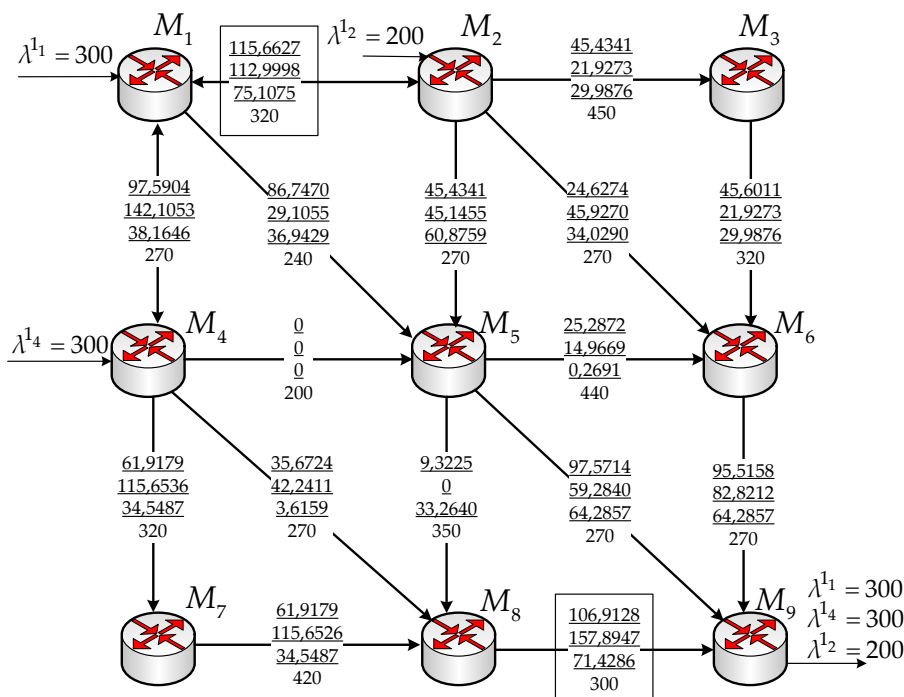


Рис. 4. Порядок маршрутизації трьох потоків у мережі, отриманий перед початком роботи координаційної процедури (10), (11)

З рис. 4 видно, що в цьому випадку, зважаючи на неузгодженість маршрутних рішень, отриманих ядрами SDN-контролера, два канали зв'язку стають перевантаженими: канали між маршрутизаторами  $M_1$  та  $M_2$ , а також між  $M_8$  та  $M_9$ . Тому задіюється функціонал ядра-координатора маршрутних рішень верхнього рівня (10), (11) для забезпечення виконання умов (5). Порядок маршрутизації потоків у мережі, наприклад, після четвертої ітерації, показано на рис. 5. На цій ітерації перевантаженим залишився лише один канал зв'язку: між маршрутизаторами  $M_5$  та  $M_9$ .

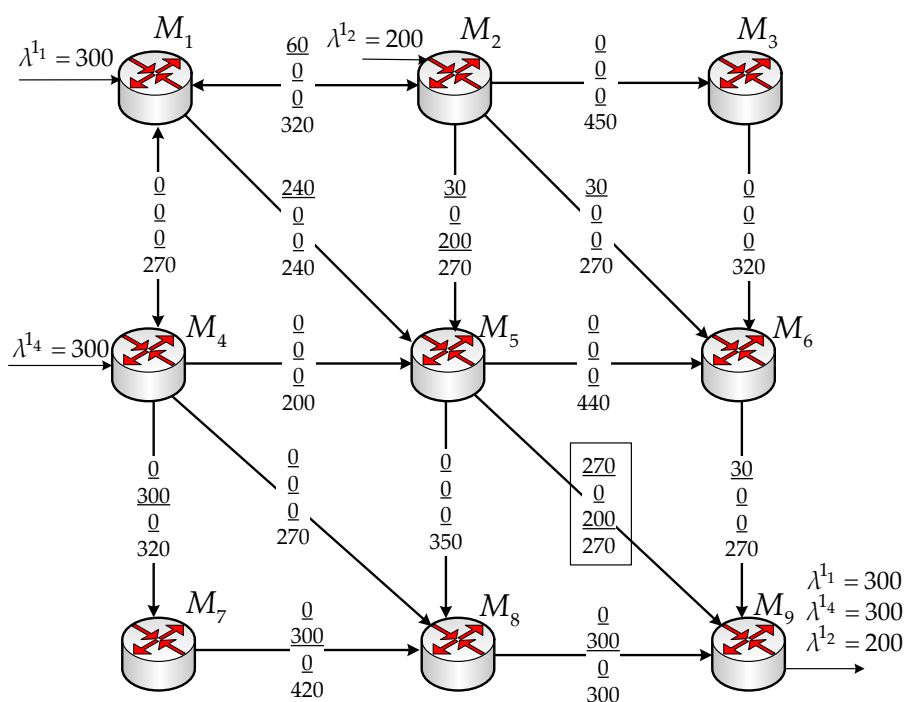


Рис. 5. Порядок маршрутизації в мережі трьох потоків, отриманий після третьої ітерації координаційної процедури (10), (11)

Процедура координації працює доти, поки виникає проблема перевантаження каналів зв'язку. Для цього прикладу скоординований розв'язок задачі маршрутизації в SDN було отримано після сьомої ітерації координаційної процедури (10), (11) пропонуваного методу (рис. 6).

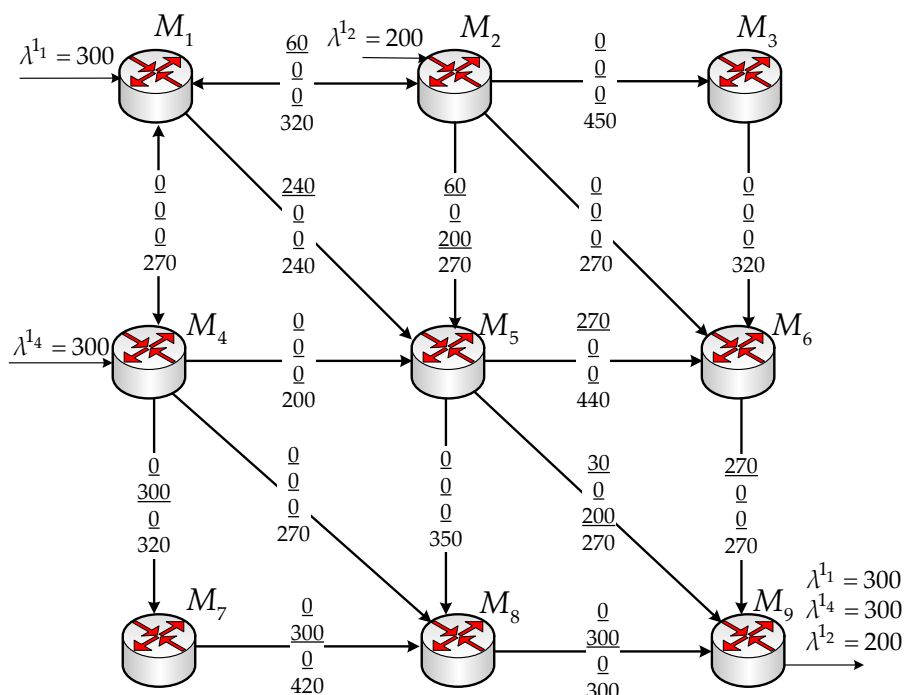


Рис. 6. Скоординований порядок маршрутизації трьох потоків у мережі, отриманий після сьомої ітерації координаційної процедури (10), (11)

## Висновки

Практична реалізація програмно-конфігурованих мереж орієнтує на підвищення централізації управління мережею, що вимагає досить високої обчислювальної потужності SDN-контролера, на який перекладаються і функції маршрутизації. Ефективним напрямком підвищення продуктивності SDN-контролера є використання багатоядерних/багатопроесорних обчислювальних архітектур, коли кожне ядро (процесор) функціонально відповідає за розв'язання тієї чи іншої мережної задачі. Проте більшість математичних методів і розрахункових алгоритмів, які покладені в основу існуючих протоколів маршрутизації, не адаптовані під паралельні обчислювання.

Тому в даній роботі запропоновано дворівневий метод маршрутизації в програмно-конфігурованій мережі (1)-(11), який адаптований для використання на SDN-контролері з багатоядерною архітектурою (рис. 2). В межах метода за допомогою принципу цільової координації введена дворівнева ієрархія розрахунків: кожне з ядер нижнього рівня ієрархії відповідає за рішення задачі маршрутизації потоків на окремому приграничному маршрутизаторі в ході розв'язання оптимізаційної задачі квадратичного програмування при мінімізації функції (9) з обмеженнями (1) та (2). Функціонал верхнього рівня реалізується на ядрі-координаторі, який за допомогою процедури (10), (11) здійснює координацію рішень нижнього рівня з метою недопущення перевантаження каналів зв'язку програмно-конфігурованої мережі на підставі забезпечення умов (5).

Час розв'язання задач маршрутизації на SDN-контролері та його завантаженість напряму залежить від швидкості збіжності координаційної процедури (10, (11)). В ході дослідження запропонованого методу продемонстрована його збіжність до оптимальних рішень за кінцеву кількість ітерацій (рис. 4 – рис. 6). В цілому, використовуючи рекомендації, які зазначені в роботах [23, 25], кількість ітерацій координаційної процедури можна зменшити в середньому від 2 до 8 разів.

### Список літератури:

1. *Stallings W.* Foundations of Modern Networking: SDN, NFV, QoE, IoT, and Cloud. 1st Edition. – Pearson Education Inc., 2016. – 510 p.
2. RFC 7426. *Haleplidis E., Pentikousis K., Denazis S. [and other]* Software-Defined Networking (SDN): Layers and Architecture Terminology // IETF. proposed standard. – January 2015. – 35 p.
3. *White R., Tantsura J.E.* Navigating Network Complexity: Next-generation routing with SDN, service virtualization, and service chaining. – AddisonWesley Professional, 2015. – 320 p.
4. *Medhi D., Ramasamy K.* Network Routing, Second Edition: Algorithms, Protocols, and Architectures (The Morgan Kaufmann Series in Networking) 2nd Edition. – Cambridge, MA, USA: Elsevier Inc., 2018. – 1018 p.
5. *Misra S., Goswami S.* Network Routing: Fundamentals, Applications, and Emerging Technologies 1st Edition. – Wiley, 2017. – 536 p.
6. *Amin R., Reisslein M., Shah N.* Hybrid SDN Networks: A Survey of Existing Approaches // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2018. – 48 p. DOI: 10.1109/COMST.2018.2837161.
7. *Guck J. W., Van Bemten A., Reisslein M., Kellerer W.* Unicast QoS routing algorithms for SDN: A comprehensive survey and performance evaluation // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2018. – Vol. 20, No. 1. – P. 388-415. DOI: 10.1109/COMST.2017.2749760.
8. *Lin S.C., Akyildiz I.F., Wang P., Luo M.* QoS-aware Adaptive Routing in Multi-Layer Hierarchical Software Defined Networks: A Reinforcement Learning Approach // 2016 IEEE International Conf. on Services Computing. – San Francisco, CA, USA, 2016. – P. 25-33.
9. *Lemeshko O., Yeremenko O., Tariki N.* Solution for the Default Gateway Protection within Fault-Tolerant Routing in an IP Network // International Journal of Electrical and Computer Engineering Systems. – 2017. – Vol. 8, Nu. 1. – P. 19-26.
10. *Hasan H., Cosmas J., Zaharis Z., Lazaridis P., Khwandah S.* Development of FRR mechanism by adopting SDN notion // Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM): Proceedings of the 24th International Conference. Split, Croatia, 22-24 September, 2016. – IEEE, 2016. – P. 1-7. – DOI: 10.1109/SOFTCOM.2016.7772133.
11. *Yeremenko O., Lemeshko O., Persikov A.* Secure Routing in Reliable Networks: Proactive and Reactive Approach // Advances in Intelligent Systems and Computing II, CSIT 2017, Advances in Intelligent Systems and Computing, Springer, Cham. – 2018. – Vol. 689. – P. 631-655. DOI: 10.1007/978-3-319-70581-1\_44.
12. *Lemeshko O. V., Yeremenko O. S., Tariki N., Hailan A. M.* Fault-Tolerance Improvement for Core and Edge of IP Network // Computer Sciences and Information Technologies (CSIT), 6-10 Sept. 2016: Proceedings of the XIth International Scientific and Technical Conference. – Lviv, Ukraine, IEEE, 2016. – P. 161-164. DOI: 10.1109/STC-CSIT.2016.7589895.
13. *Hussain I.* Fault-Tolerant IP and MPLS Networks (Networking Technology). – Indianapolis: Cisco Press, 2005. – 336 p.

14. *Lemeshko O., Yeremenko O.* Linear Optimization Model of MPLS Traffic Engineering Fast ReRoute for Link, Node, and Bandwidth Protection // *Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, 20–24 February, 2018: Proceedings of the 14th International Conference. – Lviv-Slavske, Ukraine, IEEE, 2018. – P. 1–5. DOI: 10.1109/TCSET.2018.8336365.
15. *Yeremenko O. S.* Enhanced Flow-based Model of Multipath Routing with Overlapping by Nodes Paths // *Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S&T)*, 13–15 October, 2015: Proceedings of the IEEE Second International Scientific-Practical Conference. – Kharkiv, Ukraine: Kharkiv National University of Radio Electronics, 2015. – P. 42–45.
16. *Yeremenko O. S.* Enhanced Flow-based Model of Multipath Routing with Overlapping by Nodes Paths // *Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S&T)*, 13–15 October, 2015: Proceedings of the IEEE Second International Scientific-Practical Conference. – Kharkiv, Ukraine: Kharkiv National University of Radio Electronics, 2015. – P. 42–45.
17. *Alouneh S., Agarwal A., En-Nouaary A.* A Novel Path Protection Scheme for MPLS Networks using Multi-path Routing // *Computer Networks: The International Journal of Computer and Telecommunications Networking*. – 2009. – Vol. 53, No. 9. – P. 1530–1545. DOI: 10.1016/j.comnet.2009.02.001.
18. *Myslitski K., Rak J., Kuszner Ł.* Toward fast calculation of communication paths for resilient routing // *Networks*. – 2017. – Vol.70, No.4. – P. 308–326. – DOI: 10.1002/net.21789.
19. *Lemeshko A. V., Yeremenko O. S., Tariki N.* Improvement of flow-oriented fast reroute model based on scalable protection solutions for telecommunication network elements // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 2017. – Vol. 76, Issue 6. – P. 477–490. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v76.i6.30.
20. *Lemeshko O., Yeremenko O.* Enhanced method of fast re-routing with load balancing in software-defined networks // *Journal of ELECTRICAL ENGINEERING*. – 2017. – Vol. 68, Issue 6. – P. 444–454. DOI: 10.1515/jee-2017-0079
21. *Yeremenko O., Nevzorova O., Ali S. A.* Two-level method of fault-tolerant inter-area routing // *The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronic (CADSM)*, 21–25 February, 2017: Proceedings of the 14th International Conference. – Lviv, Ukraine, IEEE, 2017. – P. 105–108. DOI: 10.1109/CADSM.2017.7916096.
22. *Wang N., Ho K., Pavlou G., Howarth M.* An overview of routing optimization for internet traffic engineering // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. – 2008. – Vol. 10, No. 1. – P. 36–56. DOI: 10.1109/COMST.2008.4483669.
23. *Nevzorova O., Vavenko T., Arif F. A. R.* Hierarchical method of load-balancing routing in MPLS network // *Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*, 10–13 Oct. 2017: 4th International Scientific-Practical Conference. – Kharkov, Ukraine, 2017. – P. 434–438.
24. *Nevzorova Ye.S., Arous K.M., Salakh M.T.R.* Method for hierarchical coordinated multicast routing in a telecommunication network // *Telecommunication and Radio Engineering*. – 2016. – Vol. 75. – P. 1137–1151.
25. *Lemeshko O., Nevzorova O., Hailan A.* The increasing convergence of coordination procedure in the implementation of multipath hierarchical routing // *Problems of Infocommunications Science and Technology PICS&T'2014*, 14–17 Oct. 2014: proceedings of First International Scientific-Practical Conference. – Kharkiv, Ukraine, 2014. – P. 45–48.

26. Lemeshko O., Nevzorova O., Vavenko T. Hierarchical coordination method of inter-area routing in telecommunication network // Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo), 11-16 Sept. 2016: Proceedings of International Conference. Kyiv, Ukraine, 2016. – P.1-4.
27. Lemeshko O., Yeremenko O., Nevzorova O., Vavenko T. Three-level Method of Hierarchical Coordination Routing in Multi-Area Network // IEEE The Second International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo'2017), 11-15 Sept. 2017.: – Kyiv, Ukraine, 2017. – P. 1-4.
28. Lemeshko O., Ilyashenko A., Nevzorova O., Mal-allah A.M. Method of Segment Hierarchical Coordination Routing in Multi-Area Network // IEEE 2nd International Conference Advanced Information and Communication Technologies-2017 (AICT-2017), 4-7 July 2017. – Lviv, Ukraine, 2017. – P. 262-265.
29. Lemeshko O., Nevzorova O., Hailan A. M. Research of hierarchical coordination method of inter-area routing in telecommunication network // III<sup>th</sup> Intern. Scientific-Practical Conf. Problems of infocommunications Science and Technology (PIC S&T'2016), 4-6 Oct.2016. – Kharkiv, Ukraine, 2016. – P. 135-138.
30. CCR1072-1G-8S+. – MikroTic. – 3 p. – Режим доступу: [https://i.mt.lv/cdn/rb\\_files/CCR1072-1G-8Splus-150825114217.pdf](https://i.mt.lv/cdn/rb_files/CCR1072-1G-8Splus-150825114217.pdf).
31. Versatile Interface Processor 4 for Cisco 7500 Series Routers. – Cisco Systems, Inc. – 5 p. – Режим доступу: <https://www.andovercrg.com/datasheets/cisco-vip4-datasheet.pdf>.
32. Месарович М., Мако Д., Такахага И. Теория иерархических многоуровневых систем. – М.: Мир, 1973. – 344 с.
33. Сингх М., Титли А. Системы: декомпозиция, оптимизация и управление. – М.: Машиностроение, 1986. – 494 с.

УДК 621.391

# АНАЛІЗ СКРИТНОСТІ ТА СТІЙКОСТІ ДО ШУМУ В КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ МЕТОДІВ МЕРЕЖНОЇ СТЕГАНОГРАФІЇ



[А.О. ЩЕРБАК, А.А. АСТРАХАНЦЕВ](#)

Харківський національний університет радіоелектроніки



[О.В. ЩЕРБАК](#)

Харківський національний університет Повітряних Сил  
імені Івана Кожедуба



[Г.Є. ЛЯШЕНКО](#)

Харківський національний університет радіоелектроніки

**Abstract** – In this paper, for the first time, the effectiveness of network steganography methods has been investigated using channel coding of data when they are transmitted over communication channels with interferences, and the method of mathematical modeling evaluates the stability of network steganography methods to the detection. The network steganography methods concealing data in such protocols as HTTP, TCP and ICMP were considered. Using the ICMP «Secure» mode of the developed method, the greatest throughput was achieved. To study the noise resistance of the methods before transmission by the communication channel, the packets were encoded using the 2 Binary 1 Quandary linear coding algorithm, after which additive white Gaussian noise was added to the stego object. The paper substantiates the possibility of using network steganography methods to protect biometric data from unauthorized access in the case of using remote biometric authentication. Based on the research results, it was determined that the network steganography method based on hiding data in TCP is more efficient when working via communication channels with noise. It makes possible to recover a message with small distortions at a dispersion value of 0.4. But according to a set of criteria for resistance to noise and detection probability, the best is the «Fast» mode of the network steganography method based on hiding data in ICMP.

**Анотація** – В роботі вперше досліджено ефективність методів мережної стеганографії за умови використання каналного кодування даних при їх передачі каналом зв'язку з шумами та оцінено стійкість методів мережної стеганографії до виявлення. На основі результатів досліджень визначено, що метод мережної стеганографії з використанням протоколу TCP є більш ефективним за умови роботи каналами зв'язку з шумами, але за сукупністю критеріїв стійкість до шумів / прихованість найкращим є режим «Швидкий» методу мережної стеганографії з використанням протоколу ICMP.

**Аннотация** – В работе впервые исследована эффективность методов сетевой стеганографии при использовании канального кодирования данных при их передаче по каналу связи с шумами и оценена методом математического моделирования устойчивость методов сетевой стеганографии к выявлению. На основе результатов исследований определено, что метод сетевой стеганографии с использованием протокола TCP является более эффективным при работе по каналам связи с шумами, но по совокупности критериев устойчивость к шумам / скрытность лучшим является режим «Быстрый» метода сетевой стеганографии с использованием протокола ICMP.

## Вступ

Оскільки обмін інформацією, представленою в цифровому вигляді, стає все поширенішим, то проблема її захисту є як ніколи важливою. За допомогою різних технічних засобів зловмисники можуть отримувати несанкціонований доступ до захищених даних і модифікувати їх. Відповідно до цього, актуальною на цей час задачею є

захист біометричних даних від несанкціонованого доступу у разі використання віддаленої біометричної автентифікації. Віддалена автентифікація може бути використана, наприклад, в рішеннях Інтернету речей (Internet of Things, IoT), при здійсненні мобільних платежів і взаємному розпізнаванні користувачів.

Одне з найпоширеніших застосувань біометричної автентифікації – її використання при наданні віддаленого доступу телекомунікаційною мережею. В такому випадку використовується загальна клієнт-серверна модель, коли клієнтський термінал оснащується необхідним пристроєм, який вимірює біометричну характеристику і обчислює вектор біометричних ознак (біометричний шаблон). Біометрична система на етапі реєстрації записує зразок біометричної характеристики користувача за допомогою датчика – наприклад, сканується райдужна оболонка ока [1]. Потім з біометричної характеристики обчислюється вектор біометричних ознак. Система зберігає вектор у базі даних поряд з іншими ідентифікаторами, такими як ім'я або ідентифікаційний номер. Для автентифікації користувач пред'являє датчику ще один біометричний зразок. Пропонований користувачем біометричний зразок перетворюється модулем реєстрації в вектор біометричних ознак, який і обробляється в подальшому. Ознаки, витягнуті з нього, являють собою запит, який система порівнює з вектором заявленої особистості за допомогою алгоритму зіставлення. Він повертає рейтинг відповідності, що відображає ступінь схожості між шаблоном і запитом. Система приймає заяву, тільки якщо рейтинг відповідності перевищує заздалегідь заданий поріг.

Віддалена біометрична автентифікація може ґрунтуватись на протоколі EAP (Extensible Authentication Protocol), який представляє собою розширювану інфраструктуру, що використовується для вибору конкретного механізму автентифікації. На даний момент розроблено близько сорока різних методів, що використовують EAP. Дані методи визначені в Internet Engineering Task Force (IETF) Request for Comments (RFCs). EAP дозволяє використовувати сервер автентифікації, який може реалізовувати деякі або всі способи автентифікації.

Одним з етапів вирішення задачі автентифікації є приховання самого процесу передачі біометричних даних. Тому у даній роботі обґрунтовується можливість використання для цього методів мережної стеганографії з порівняльною оцінкою їх ефективності. За останні роки було отримано множину результатів, які спрямовані на створення нових методів мережної стеганографії. Так, в роботі [2] було розроблено метод мережної стеганографії, який не можна виявити. В роботі [3] запропоновано його застосування для встановлення прихованого зв'язку між зловмисником і активним шкідливим додатком на стороні зараженого терміналу. В свою чергу, в роботі [4] запропоновано новий метод мережної стеганографії – «метод опцій», та описано теоретичну основу на прикладі опцій «запис маршруту» та «тимчасовий штамп». Щодо досліджень впливу стеганографічних характеристик, у роботі [5] проводились дослідження важливості впливу такої характеристики як стеганографічна вартість на ймовірність виявлення методів мережної стеганографії.

Метою даної роботи є дослідження ефективності методів мережної стеганографії у разі проведення віддаленої автентифікації шляхом оцінювання прихованості вказаних методів та їх стійкості до шуму в каналах зв'язку [6].

## I. Огляд реалізованих методів мережної стеганографії

В роботі досліджувались основні методи мережної стеганографії, що ґрунтуються на приховуванні даних, які передаються в заголовках протоколів. Дослідження та оцінка ефективності проводились для трьох методів, які використовують мережні фрагменти даних (Protocol Data Units, PDUs) протоколів Transmission Control Protocol (TCP), Hypertext Transfer Protocol (HTTP) та Internet Control Message Protocol (ICMP). Для дослідження зазначених методів було реалізовано спеціальний комплекс програм.

Перший метод мережної стеганографії (МС), який було досліджено, приховує дані у сегментах TCP. Тому надалі для посилання на нього буде використовуватись скорочення МС-TCP. В TCP-сегмент можна вбудувати дані у такі поля, як:

- Window Size;
- TCP Option;
- Acknowledge (ACK) number.

У даній роботі для приховування даних у TCP-сегменті використовувалось поле Window Size, порядок модифікації якого був розглянутий у роботі [7]. Його зміст полягав у внесенні приховуваних даних в це поле, після чого TCP-сегмент передавався на сторону приймача, та вже на його стороні відбувалось відновлення прихованих даних. Через те що розмір даного поля складає 16 біт, то в один сегмент можна вбудувати 2 байти даних. Проте для більшої надійності було вирішено, що в одне поле варто вбудувати один байт даних, що зазнав деяких перетворень. Спочатку програма бере по одному байту даних і конвертує у десятковий вигляд, після чого це число множиться на 150, і якщо отриманий результат множення менше десяти тисяч, це число знову помножується на 6, після чого результуюче число заноситься до поля Window Size. Дані множники були обрані з огляду на те, що один байт, який відновлюється з даних, може мати максимальне значення 255 у десятковій системі числення і, помножуючи це число на 150, результат не буде перевищувати максимально можливе значення поля Window Size – 65535. Описані раніше множники виступають секретними ключами, не знаючи яких, приймаюча сторона не зможе відновити приховане повідомлення зі стегоконтейнеру. Перед тим як передавати приховані дані, на стороні приймача необхідно почати перехоплення трафіка. На рис. 1 показано приклад того, як користувач задає файл (steg.txt), передачу якого необхідно приховати.

```
##### [Steganography] #####  
Write the path of the file for Steganography:'steg.txt'  
Do you want send the packet with Steganography:'y'
```

Рис. 1. Передача прихованого повідомлення за допомогою методу МС-TCP

На стороні приймача програма відновлює значення поля Window Size і, виконуючи зворотні перетворення, отримує дані, що були передані у відкритому вигляді. На рис. 2 представлено приклад того, як відбувається відновлення прихованого повідомлення на приймальній стороні. Для маніпуляції полями TCP було використано Python Framework Scapy.

```
##### [Recovering Message] #####
Enter the path of the packets to analyze: 'packets.txt'
Write the output file name: 'result.txt'
Writing into the file...
Closing files...
```

Рис. 2. Відновлення прихованого повідомлення за допомогою методу МС-TCP

Другий метод реалізує приховування даних у HTTP-заголовках, надалі він буде іменуватись як метод МС-HTTP. У цьому методі для прихованої передачі даних можуть бути використані різні характеристики HTTP-повідомлень. До них належать модифікації порядку заголовків, їх структури та змісту [8, 9]. Програмна модель, яка реалізує метод МС-HTTP, відповідає клієнт-серверній архітектурі: на стороні клієнта повідомлення перетворюється у двійковий формат і кодується як пробіли всередині HTTP-заголовків запитів. Нуль кодується як пробіл, а одиниця – подвійний пробіл. Перше місце після двокрапки в HTTP-заголовках не використовується для приховування даних. У разі подвійного пробілу це візуально дуже помітно. Крім того, для забезпечення більшої пропускну здатності пробіл(-и) також додається безпосередньо перед кінцем заголовка (\r\n), що важче помітити. На рис. 3 представлено перший з переданих HTTP-заголовків, що містить частину прихованого повідомлення «Security». Його було перехоплено за допомогою програми Wireshark.

```
GET /test/test.php?id=1 HTTP/1.1\r\n
dnt: 1_\r\n
accept-language: bg-BG,--bg;q=0.8,--en;q=0.6,--de;q=0.7_\r\n
x-requested-with: XMLHttpRequest_\r\n
connection: keep-alive_\r\n
cache-control: must-revalidate,--public, max-age=0 \r\n
upgrade-insecure-requests: 1 \r\n
referer: http://www.mysite.com/ \r\n
accept-charset: utf-8, iso-8859-1;q=0.5, *;q=0.1 \r\n
host: 127.0.0.1 \r\n
accept-encoding: gzip, deflate, sdch \r\n
user-agent: Mozilla/5.0 (Windows NT 10.0; Win64; x64) AppleWebKit/537.36 (KHTML, like Gecko) Chrome/58.0.3029.110 Safari/537.36 \r\n
accept: text/html, application/xhtml+xml, application/xml;q=0.9, image/webp, */*;q=0.8 \r\n
\r\n
```

Рис. 3. HTTP-заголовок з частиною прихованого повідомлення

На рис. 3 виділено місця, куди було приховано біти літери «S», що має в двійковому коді значення «01010011». Однією рисою відображено пробіл, двома – подвійний пробіл.

Третій досліджуваний метод – це метод мережної стеганографії на основі приховування даних у ICMP-заголовках (МС-ICMP). Для реалізації даного методу також була розроблена програма, яка має два шари, один з яких відповідає за графічний інтерфейс, криптографію та стиснення даних, а другий – за вбудовування інформації в ICMP-заголовки. Обидва шари – це окремі програми, які взаємодіють одна з одною

за допомогою inter-process communication (IPC) Unix. Як було згадано вище, програма використовує стиснення та шифрування інформації, яку необхідно приховано передати. Для стиснення використовувалась бібліотека zlib, а шифрувались дані за допомогою Advanced Encryption Standard (AES) 265 [10, 11]. Розроблена програма підтримує в рамках методу MC-ICMP два режими вбудовування даних. Перший режим – «Швидкий», він дає можливість приховати 60 байтів інформації в один стегоконтейнер. У даному режимі використовуються такі поля, як Identifier, Sequence number і поле даних. Другий режим – «Безпечний», він змінює лише два поля: Identifier і Sequence number. Тому другий режим має меншу пропускну здатність у порівнянні з режимом «Швидкий». Для двох режимів пакет було обрано розміром 64 байти.

Оскільки зазначені методи мають використовуватися для віддаленої біометричної автентифікації, велике значення у разі оцінювання їх ефективності набуває стійкість до шумів у відкритих каналах зв'язку.

## II. Порівняння методів мережної стеганографії за стійкістю до шумів у каналах зв'язку

Першою характеристикою, за якою проводилося порівняння реалізованих методів, було обрано стійкість до шумів у каналах зв'язку. Перед передаванням каналом зв'язку пакети було закодовано за допомогою алгоритму лінійного кодування 2 Binary 1 Quandary (2B1Q) [12], що є одним з варіантів реалізації алгоритму амплітудно-імпульсної модуляції з чотирма рівнями вихідної напруги без повернення до нульового рівня (Non Return To Zero, NRZ). Для реалізації даного кодування весь пакет було перетворено у двійковий формат, після чого отримані дані було поділено на групи по два біти в кожній. Залежно від комбінації значень бітів кодової групи їй ставився у відповідність один з чотирьох рівнів кодової напруги. Отже, закодовані відповідно до алгоритму 2B1Q дані являли собою послідовність значень напруги, що змінюється стрибкоподібно. В табл. 1 наведено відповідність між кодовою групою та кодовою напругою.

Таблиця 1. Відповідність між кодовою групою та кодовою напругою в 2B1Q

Кодова група	Кодова напруга
00	-2,5 В
01	-0,833 В
10	+2,5 В
11	+0,833 В

У ході дослідження використовувався адитивний білий гаусів шум (Additive White Gaussian Noise, AWGN). Даний тип шуму характеризувався двома параметрами: середнім значенням  $\mu$  і дисперсією  $\sigma^2$ . Він мав рівномірну потужність за всією смугою частот. Випадковий характер шуму у часовій області в окремих випадках

спричиняв передачу символу, який був спотворений таким чином, що приймач інтерпретував його як інший символ. Якщо в передані дані вносились помилки, цілісність системи могла порушуватись.

Для оцінки ефективності системи було використано коефіцієнт бітових помилок (Bit Error Ratio, BER). В табл. 2 представлено результати розрахунку коефіцієнту бітових помилок відносно одного контейнеру.

Таблиця 2. Результати розрахунку BER для реалізованих методів стеганографії

Дисперсія	BER для методу MC-HTTP	BER для методу MC-ICMP	BER для методу MC-TCP
0,1	0	0	0
0,2	0	0	0
0,3	0,003	0,004	0,0023
0,4	0,0034	0,016	0,0093
0,5	0,038	0,041	0,03

З табл. 2 видно, що метод MC-ICMP є менш стійким до шумів, так як забезпечував більші значення коефіцієнту бітових помилок у порівнянні з іншими методами. В методі MC-HTTP при значеннях дисперсії менш ніж 0,3 приховані дані відновлювались без змін. Проте при збільшенні значення дисперсії повідомлення не відновлювалось. В методі MC-ICMP повідомлення не відновлювалось при значенні дисперсії більш ніж 0,3, а в методі MC-TCP данні можна відновити з невеликими спотвореннями при значенні дисперсії 0,4. В результаті даного порівняння методів можна зробити висновок, що найбільш стійким до шуму виявився метод мережної стеганографії, що приховує дані у TCP-заголовках.

### III. Дослідження стійкості до виявлення реалізованих методів мережної стеганографії

Для дослідження стійкості до виявлення реалізованих методів мережної стеганографії було проведено аналіз впливу передачі вбудованого прихованого повідомлення на характеристики трафіка в цілому. Трафік перехоплювався та аналізувався за допомогою програми Wireshark: при включеному браузері після початку перехоплення трафіка за хвилину часу було завантажено дві http-сторінки та дві https-сторінки. Також було використано клієнтську програму YateClient, за допомогою якої було виконано п'ятисекундний дзвінок за допомогою технології Voice over Internet Protocol (VoIP). Для забезпечення цих двох сервісів було використано протокол доменної системи імен (Domain Name System, DNS), протокол захисту транспортного рівня (Transport Layer Security, TLS), протокол встановлення сесії (Session Initiation Protocol, SIP) / протокол опису сеансу зв'язку (Session Description Protocol, SDP), SIP, протокол

датаграм користувача (User Datagram Protocol, UDP), протокол передачі даних у реальному часі (Real-time Transport Protocol, RTP), протокол управління передачею в реальному часі (Real-time Transport Control Protocol, RTCP).

На рис. 4 зображена гістограма, на якій представлено динаміку зміни характеристик трафіка при використанні методу МС-HTTP. Можна побачити, що у разі передачі невеликої кількості прихованих даних (24 байти) статистичні характеристики трафіка майже не змінилися, але при передачі більшої кількості даних, значно збільшується об'єм TCP і HTTP трафіка. Кількість TCP-сегментів зростає з тієї причини, що при надсиланні кожного нового HTTP-заголовку встановлюється нове з'єднання, при якому кожний раз відбувається початок сеансу TCP.

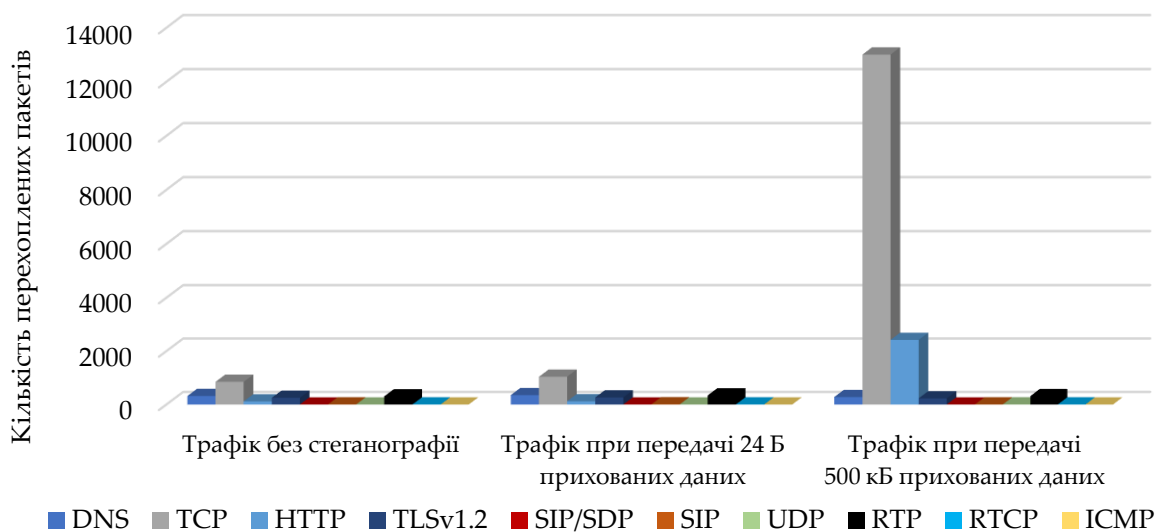


Рис. 4. Дослідження статистичних характеристик трафіка при використанні методу МС-HTTP

На рис. 5 представлено отримані результати аналізу характеристик трафіка, коли використовувався метод МС-TCP. Як і очікувалось, при невеликому розмірі прихованих даних, що передаються, об'єм TCP-трафіка збільшився незначно. В свою чергу, при зростанні об'єму прихованих даних (500 кБ) об'єм TCP-трафіка зростає майже в два рази, що робить даний метод мережної стеганографії досить помітним.

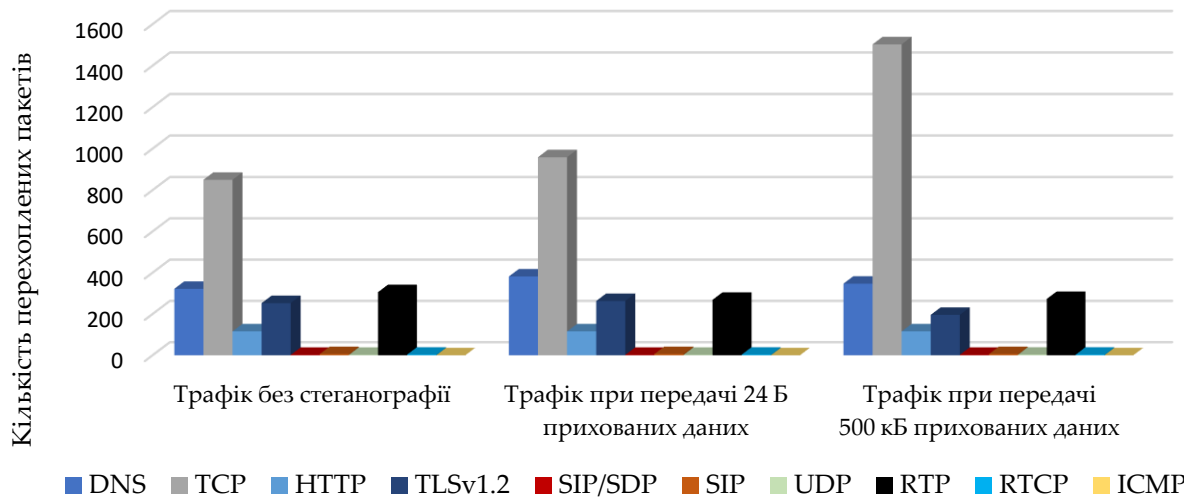


Рис. 5. Дослідження статистичних характеристик трафіка при використанні методу MS-TCP

Метод MS-ICMP досліджувався за умови вбудовування інформації у двох режимах. На рис. 6 та рис. 7 представлено статистичні характеристики трафіка, що були досліджені для режимів «Безпечний» і «Швидкий» відповідно.

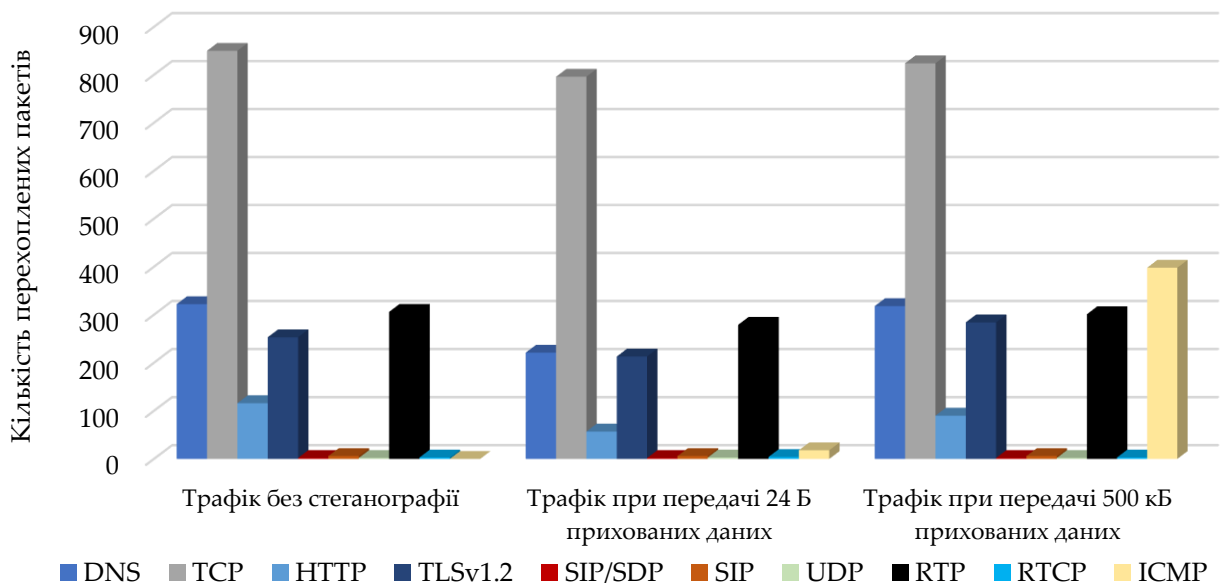


Рис. 6. Дослідження статистичних характеристик трафіка при використанні режиму «Безпечний» методу MS-ICMP

Результати показують, що кількість ICMP-пакетів значно зросла при передачі даних розміром 500 кБ в режимі «Безпечний», що не можна сказати про режим «Швидкий». У разі використання режиму «Швидкий» кількість нових ICMP-пакетів значно менша, що вказує на те, що, використовуючи даний метод для створення прихованого каналу передачі даних, можливість його виявлення значно менша.

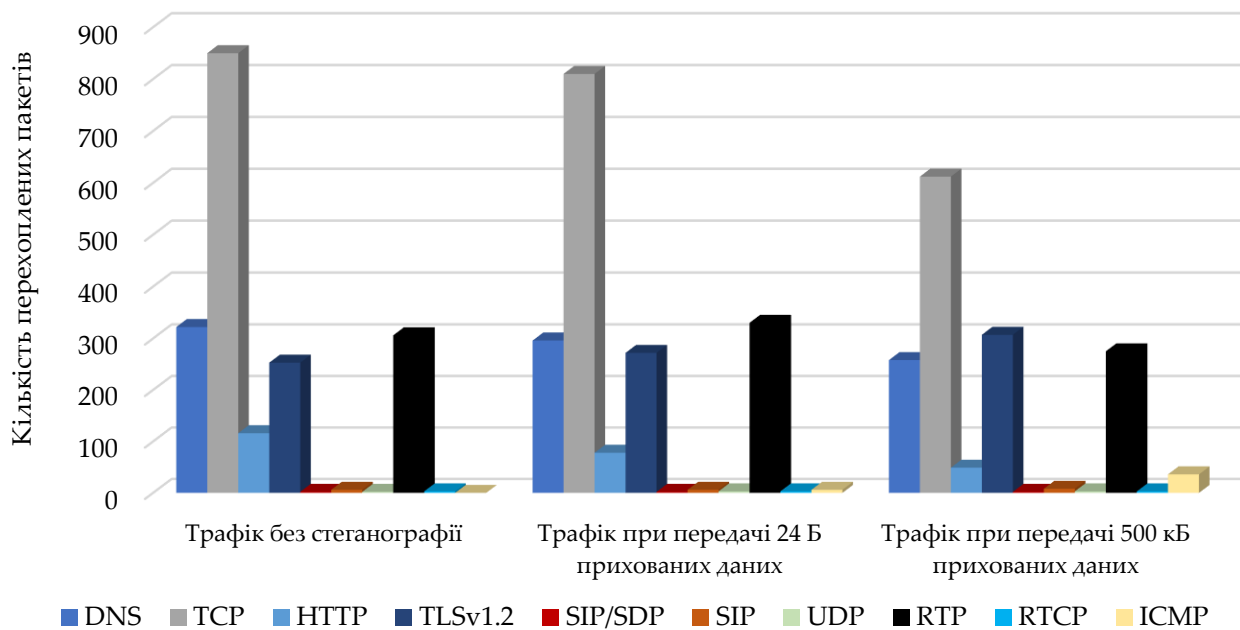


Рис. 7. Дослідження статистичних характеристик трафіка при використанні режиму «Швидкий» методу MC-ICMP

## Висновки

У даній роботі було проведено програмну реалізацію та аналіз методів мережної стеганографії, що ґрунтуються на приховуванні даних, які передаються в заголовках протоколів TCP, HTTP та ICMP. Вперше досліджено ефективність зазначених методів мережної стеганографії за умови використання каналного кодування даних при їх передачі каналами зв'язку з шумами та оцінено їх стійкість до виявлення, що складає наукову новизну вказаної роботи.

Результати дослідження показали, що найгіршим виявився метод MC-HTTP, який мав низьку стійкість до шуму, через те що при значенні дисперсії менше 0,3 приховане повідомлення не відновлювалось. Крім того, у разі застосування методів MC-HTTP та MC-TCP трафік різко збільшувався в декілька разів. У свою чергу, метод MC-TCP є найбільш ефективним за умови роботи каналами зв'язку з шумами: він дає можливість відновити приховане повідомлення з невеликими спотвореннями при значенні дисперсії 0,4. Проте даний метод мережної стеганографії значно програє режиму «Швидкий» методу MC-ICMP за критерієм прихованості. З огляду на специфіку застосування розглянутих методів мережної стеганографії для віддаленої автентифікації за сукупністю критеріїв стійкість до шумів / прихованість, рекомендується для використання режим «Швидкий» методу MC-ICMP.

## Список літератури:

1. Pacut A., Czajka A., Strzelczyk P. Iris Biometrics for Secure Remote Access // *Cyberspace Security and Defense: Research Issues*. – 2004. – Vol. 196. – P. 259-278. – DOI: 10.1007/1-4020-3381-8.

2. Frączek W., Szczypiorski K. StegBlocks: Ensuring perfect undetectability of network steganography // Availability, Reliability and Security (ARES) 2015: Proceedings of the 10th International Conference. Toulouse, France, 24-27 August, 2015. – IEEE, 2015. – P. 436-441. – DOI: 10.1109/ARES.2015.22.

3. Bąk P., Bieniasz J., Krzemiński M., Szczypiorski K. Application of Perfectly Undetectable Network Steganography Method for Malware Hidden Communication // Frontiers of Signal Processing (ICFSP): Proceedings of the 4th International Conference. Poitiers, France, 24-27 September, 2018 – IEEE, 2018. – P. 34-38. – DOI: 10.1109/ICFSP.2018.8552057.

4. Рубан И.В., Смирнов А.А. Возможности по использованию заголовков пакетов сетевого уровня базовой модели сетевого взаимодействия OSI/ISO в качестве стегоконтейнера // Системи озброєння і військова техніка. – 2014. – № 3(39). – С. 138-141.

5. Mazurczyk W., Wendzel S., Villares I.A., Szczypiorski K. On Importance of Steganographic Cost For Network Steganography // Security and Communication Networks. – 2016. – Vol. 9., No.8. – P. 781-790. – DOI: 10.1002/sec.1085.

6. Коначович Г.Ф., Пузыренко А. Ю. Компьютерная стеганография. Теория и практика. – К.: МК-Пресс, 2006. – 288 с.

7. Giffin J., Greenstadt R., Litwack P., Tibbetts R. Covert Messaging through TCP Timestamps // Privacy Enhancing Technologies (PET): Proceedings of the 2nd international conference on Privacy enhancing technologies. San Francisco, CA, USA, 14-15 April, 2002 – P. 194 – 208. – DOI: 10.1007/3-540-36467-6\_15.

8. Blasco J., Hernandez-Castro J.C., de Fuentes J. M., Ramos B. A Framework for Avoiding Steganography Usage over HTTP // Networks and Computer Applications. – 2012. – Vol. 35, Issue 1. – P. 491-501. – DOI: 10.1016/j.jnca.2011.10.003.

9. Mazurczyk W., Wendzel S., Zander S., Houtmansadr A., Szczypiorski K. Information Hiding in Communication Networks: Fundamentals, Mechanisms, and Applications. IEEE Series on Information and Communication Networks Security, 1st Edition, Wiley, 2016. – 256 p. – DOI: 10.1002/9781119081715.

10. Жданов О.Н., Золотарев В.В. Методы и средства криптографической защиты информации: Учебное пособие. – Красноярск: СибГАУ, 2007. – 217 с.

11. Панасенко С.П. Алгоритмы шифрования. Специальный справочник. – СПб: БХВ-Петербург, 2009. – 576 с.

12. Бортник Г.Г., Кичак В.М., Стальченко О.В. Системи доступу: підручник. – Вінниця: ВНТУ, 2010. – 298 с.

## ПОВІДОМЛЕННЯ

### Інформаційне повідомлення щодо проведення третьої IEEE Міжнародної конференції «ADVANCED INFORMATION AND COMMUNICATION TECHNOLOGIES» – AICT'2019



IEEE AICT

Шановні колеги, в період з 2 по 6 липня 2019 року на базі Національного університету "Львівська політехніка" відбудеться Третя IEEE Міжнародна конференція "НОВІ ДОСЯГНЕННЯ В ГАЛУЗІ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ – 2019" (ADVANCED INFORMATION AND COMMUNICATION TECHNOLOGIES, AICT'2019).

НАПРЯМКИ РОБОТИ (робочою мовою конференції):

#### Internet of Things (IoT)

- IoT Architecture
- IoT Protocol Stack
- End devices for IoT
- IoT Applications and Security
- New Wireless Technologies for IoT

#### Cloud Communications and Networking

- Distributed Information Systems
- Mobile Cloud Computing
- Big Data Acquisition and Processing
- Traffic Engineering and Load Balancing
- Cloud Security and Privacy

#### Mobile Communication Networks

- 5G Heterogeneous Networks
- LTE-Advanced Standards
- Spectrum Management
- Device-to-Device Communications
- PHY/MAC Wireless Technologies

## **Optical Transport and Access Networks**

- Optical Components, Devices and Subsystems
- Optical Switching Technologies
- Passive Optical Networks
- Novel Multi-layer Architectures and Protocols
- Next Generation Optical Transport Systems

## **Software Defined Networking and Network Function Virtualization**

- Software Defined Network Architecture
- Network Functions Virtualization and Orchestration
- SDN/NFV Implementation for Fixed and Mobile Networks
- Network Management and Security
- Emerging SDN Protocols

Більш детальна інформація викладена на [сайті конференції](#).

## ПОВІДОМЛЕННЯ

### Інформаційне повідомлення щодо проведення шостої IEEE Міжнародної науково-практичної конференції «PROBLEMS OF INFOCOMMUNICATIONS. SCIENCE AND TECHNOLOGY» – PIC S&T'2019



Шановні колеги! 8 - 11 жовтня 2019 року планується проведення шостої IEEE Міжнародної науково-практичної конференції «Проблеми інфокомунікацій. Наука і технології» (PIC S&T-2019).

**Мета конференції** – обмін інформацією про теоретичні, наукові та практичні здобутки, а також узагальнення та систематизація результатів і досвіду їх впровадження в нові інфокомунікаційні технології та при плануванні сучасних інфокомунікаційних систем.

**Основні напрямки і секції (робочою мовою конференції):**

#### Infocommunication System Theory

- Fundamentals of the telecommunication systems theory.
- Control, adaptation, self-organization in infocommunication systems.
- Delay and disruption tolerant networks.
- Resilient Networking.
- Applications of fractal and chaos in infocommunication technologies.
- Constructing, design and planning methods for infocommunication systems.

#### Cybersecurity

- Information security in infocommunication systems.
- Security and Risk Management.
- Cybersecurity and Critical Infrastructures.
- Wireless & Sensor Network Privacy, Security, and Routing Techniques.

#### Infocommunication technologies, networks, and services

- Infocommunication technologies and networks.
- Network architectures, middleware integration, and data management.
- Cloud Computing.
- Software Defined Networking and Network Function Virtualization (SDN/NFV).
- Internet of Things.

## Wireless Infocommunication technologies and networks

- Mobile infocommunication systems and signal processing.
- 5G Heterogeneous Networks.
- Multi-carrier systems, spread spectrum techniques, cognitive radio networks, emerging technologies.
- High speed, low latency, multi-stream data techniques (full-duplex, LTE, MIMO).
- D2D, M2M, V2V Communications.
- Active and passive wireless sensors, systems, and networks.

Всі матеріали проходять рецензування.

Доповіді, які включені до програми конференції, будуть направлені для індексування в БД IEEE Xplore та БД Scopus. Доповіді конференції PIC S&T 2018 можна знайти за [ПОСИЛАННЯМ](#).

**Робоча мова:** англійська.

Більш детальна інформація на сайті конференції <http://picst.org>.