

МІНІСТЕРСТВО ОБОРОНИ УКРАЇНИ
Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації

MINISTRY OF DEFENCE OF UKRAINE
Military Institute of Telecommunications and Informatization



ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
Випуск № 1

COLLECTION OF SCIENTIFIC PAPERS
ISSUE № 1

У збірнику викладені статті наукових та науково-педагогічних працівників, докторантів, ад'юнктів (аспірантів), курсантів, здобувачів інституту та інших установ (організацій) за наступними науковими напрямками:

- перспективи розвитку телекомунікаційних систем, комплексів та засобів спеціального призначення;
- захист інформації в спеціальних інформаційно-комунікаційних системах;
- стан і розвиток автоматизованих систем управління військами та зброєю;
- інформаційні системи та мережі, системи підтримки прийняття рішень спеціального призначення;
- бойове застосування систем зв'язку та автоматизації ЗС України;
- теорія і практика інформаційної боротьби в комп'ютеризованих системах і мережах.

Запрошуємо до співробітництва всі зацікавлені установи та організації, які проводять наукові дослідження та науково-технічні розробки за даними напрямками.

The book contained articles of scientific and teaching staff, students, adjuncts, institute applicants and other institutions (organizations) in the following directions:

- prospects of telecommunications systems development, facilities and means of special purpose;
- special information and communication systems protection;
- automated systems state and development for command and control and weapons;
- information systems and networks, decision support systems for special purposes;
- combat use of communications systems and automation of Armed Forces of Ukraine;
- theory and practice of information combating in computer systems and networks.

We invite to cooperation all interested institutions and organizations, who conduct research and development according to directions.

Київ – 2015 – Kyiv

Збірник наукових праць Військового інституту телекомунікацій та інформатизації. – Випуск № 1. – Київ: ВІТІ, 2015. – 125 с.

Proceedings of the Military Institute of Telecommunications and Informatization. – Issue number 1. – Kyiv: MITI, 2015. – 125 p.

Редакційна колегія:

Головний редактор:

Полковник Романюк Валерій Антонович – заступник начальника ВІТІ з навчальної та наукової роботи, д.т.н., професор, м. Київ, Україна.

Заступник головного редактора:

Субач І.Ю. – начальник кафедри ВІТІ, д.т.н., доцент, м. Київ, Україна;

Відповідальний секретар:

Грищенко Н.О. – працівник ЗСУ групи військово-технічної інформації ВІТІ, м. Київ, Україна.

Члени редколегії:

Жердев М.К. – п.н.с. НЦ ВІТІ, д.т.н., професор, м. Київ, Україна;
Крижний А.В. – п.н.с. НЦ ВІТІ, д.т.н., професор, м. Київ, Україна;

Кувшинов О.В. – заступник начальника ВІТІ, д.т.н., професор, м. Київ, Україна;

Могилевич Д.І. – начальник кафедри ВІТІ, д.т.н., професор, м. Київ, Україна;

Романов О.І. – п.н.с. НЦ ВІТІ, д.т.н., професор, м. Київ, Україна;

Самохвалов Ю.Я. – професор кафедри ВІТІ, д.т.н., професор, м. Київ, Україна;

Креденцер Б.П. – п.н.с. НЦ ВІТІ, д.т.н., професор, м. Київ, Україна;

Науменко М.І. – професор кафедри ВІТІ, д.т.н., професор, м. Київ, Україна.

Всі наукові статті, включені до збірника, прорецензовані фахівцями по галузях та отримали позитивний відгук.

Збірник затверджено на засіданні вченої ради інституту. Протокол засідання вченої ради № 2 від 30.09.2015 року.

Збірник наукових праць ВІТІ затверджено Постановою президії ВАК України від 08 липня 2009 року № 1-05/3 в якості фахового видання, у якому можуть публікуватися результати дисертаційних досліджень в галузі технічних наук.

При передрукуванні матеріалів посилання на збірник наукових праць Військового інституту телекомунікацій та інформатизації.

Editorial Board:

Editor-in-Chief:

Colonel Valery Antonovych Romaniuk – Deputy Chief MITI for academic and scientific work, doctor of technical sciences, professor, Kyiv, Ukraine.

Deputy Chief Editor:

I. Subach – Chief of the Department of MITI, doctor of technical sciences, associate professor, Kyiv, Ukraine;

Executive Secretary:

N. Gryshenko – the employee of Armed Forces of Ukraine, military-technical information section, MITI, Kyiv, Ukraine.

Editorial Board Members:

M. Zherdiev – senior research associate of Communications and Informatization Research Center MITI, professor, Kyiv, Ukraine;

A. Kryzhniy – senior research associate of Communications and Informatization Research Center MITI, professor, Kyiv, Ukraine;

O. Kuvshinov – Deputy Chief of MITI, doctor of technical sciences, professor, Kyiv, Ukraine;

D. Mogilevich – Chief of the Department of MITI, doctor of technical sciences, professor, Kyiv, Ukraine;

A. Romanov – leading research associate of SC ITC MITI, doctor of technical sciences, professor, Kyiv, Ukraine;

U. Samokhvalov – doctor of technical sciences, professor MITI, Kyiv, Ukraine;

B. Kredentser – leading research associate of SC ITC MITI, doctor of technical sciences, professor, Kyiv, Ukraine;

M. Naumenko – doctor of technical sciences, professor MITI, Kyiv, Ukraine.

All articles included in the collection, reviewed by experts and have positive feedback.

The Digest was approved at the Academic Council meeting of the Institute. Minutes of the Academic Council meeting № 2 from 30.09.2015 year.

Proceedings of MITI approved by the Presidium of the Higher Attestation Commission of Ukraine on July 8, 2009 № 1-05/3 as a professional publication, which can publish the results of dissertation research in technical sciences.

In a case of recopy of the material re-reference to the collection of scientific works of the Military Institute of Telecommunications and Information.

З М І С Т

1.	Беляков Р.О., Радзівілов Г.Д., Лебідь Є.В., Цатурян О.Г. Методика підвищення швидкодії та динамічної точності систем автоматичного керування діаграмою направленості активних фазованих антенних решіток на рухомих об'єктах.....	6
2.	Борисов І.В., Гурський Т.Г., Ільїнов М.Д., Гриценко К.М. Підвищення ефективності функціонування систем радіозв'язку за рахунок використання адаптивних антенних решіток.....	16
3.	Вишнівський В.В., Кузавков В.В., Редзюк Є.В. Оцінний розрахунок чисельних значень діагностичного сигналу для безконтактного індукційного методу діагностування.....	25
4.	Жук О.Г., Макарчук В.І., Макарчук О.М. Оцінка оперативності управління радіолінією в умовах радіоелектронного подавлення.....	30
5.	Коваленко І.Г. Методика аналізу електромагнітної сумісності засобів радіозв'язку рухомої радіослужби спеціального призначення.....	35
6.	Лебідь Є.В. Аналіз функціональних рішень застосованих в системах фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ) сучасних радіотехнічних пристроїв.....	42
7.	Манухін О.В., Паламарчук С.А., Бабич І.В. Методика аналізу інформації в соціальних мережах інтернет.....	54
8.	Масесов М.О., Руденко Д.М., Чумак В.К. Оцінка ергодичної пропускної здатності МІМО-систем в каналах з райсовськими завмираннями.....	61
9.	Романов О.І., Нестеренко М.М., Гордашник Є.С. Аналіз функціональних особливостей побудови IP-мереж на базі <i>SOFTSWITCH</i>	69
10.	Романюк В.А., Сова О.Я., Симоненко О.А., Сальник С.В. Метод управління радіозв'язністю вузлів мобільних радіомереж класу MANET.....	81
11.	Самойлов І.В. Варіант застосування генетичного алгоритму для розв'язання задач діагностики на базі нечітких відношень.....	94
12.	Хусаїнов П.В. Показник кібернетичної безпеки автоматизованої системи у часі.....	101
13.	Шевченко А.С., Артюх С.Г. Метод оцінки імовірності збитку внаслідок реалізації атак радіоелектронного придушення радіоліній військових систем радіозв'язку в ході проведення інформаційних операцій.....	112
14.	Автори номера	123
15.	Пам'ятка для автора	125

СОДЕРЖАНИЕ

1.	Беляков Р.О., Радзивилов Г.Д., Лебедь Є.В., Цатурян А.Г. Методика повышения быстродействия и динамической точности систем автоматического управления диаграммой направленности фазированных антенных решеток.....	6
2.	Борисов И.В., Гурский Т.Г., Ильинов М.Д., Гриценко К.Н. Повышение эффективности функционирования систем радиосвязи за счет использования адаптивных антенных решеток.....	16
3.	Вишневський В.В., Кузавков В.В., Редзюк Е.В. Оценочный расчет числовых значений диагностического сигнала для бесконтактного индукционного метода диагностирования.....	25
4.	Жук А.Г., Макарчук В.И., Макарчук О.М. Оценка оперативности управления радиолинией в условиях радиоэлектронного подавления.....	30
5.	Коваленко И.Г. Методика анализа электромагнитной совместимости средств радиосвязи подвижной радиослужбы специального назначения.....	35
6.	Лебедь Є.В. Анализ функциональных решений примененных в системах фазовой автоподстройки частоты современных радиотехнических устройств.....	42
7.	Манухин А.В., Паламарчук С.А., Бабич И.В. Методика анализа информации в социальных сетях Интернет.....	54
8.	Масесов М.О., Руденко Д.М., Чумак В.К. Оценка эргодической пропускной способности MIMO-систем в каналах с райсовскими замираниями.....	61
9.	Романов А.И., Нестеренко Н.Н., Гордашник Е.С. Анализ функциональных особенностей построения IP-сетей на базе Softswitch.....	69
10.	Романюк В.А., Сова О.Я., Симоненко А.А., Сальник С.В. Метод управления радиосвязностью узлов мобильных радиосетей класса MANET.....	81
11.	Самойлов І.В. Вариант использования генетического алгоритма для решения задач диагностики на базе нечетких отношений.....	94
12.	Хусаинов П.В. Показатель кибернетической безопасности автоматизированной системы во времени.....	101
13.	Шевченко А.С., Артюх С.Г. Метод оценки вероятности ущерба вследствие реализации атак радиоэлектронного подавления радиолиний военных систем радиосвязи в ходе проведения информационных операций.....	112
14.	Авторы номера.....	123
15.	Памятка для автора.....	125

CONTENTS

1.	R. Belyakov G. Radzivilov E. Lebed, A. Tsaturyan The method of rating increase of the phased array automatic control system of diagram direction.....	6
2.	I. Borisov, T. Hursky, M. Ilyinov, K. Hrytsenok The increasing of effectiveness of radio communication systems due to using of adaptive antenna arrays.....	16
3.	V. Vishnevsky, V. Kuzavkov, E. Redzyuk Evaluative calculation values of the diagnostic signal for the contactless induction method of diagnostics.....	25
4.	A. Zhuk, V. Makarchuk, O. Makarchuk. Efficiency assessment of radi line management under the conditions of radio-electronic repression.....	30
5.	I. Kovalenko Evaluation method of electromagnetic compatibility of mobile telecommunication means for special purpose.	35
6.	E. Lebed Analysis functional decisions of applied is in systems of phase locked loops of modern radiotechnical devices.....	42
7.	A. Manukhin, S. Palamarchuk, I. Babich Methods for analysis of information in Social networks Internet.....	54
8.	M. Masesov, D. Rudenko, V. Chumak Estimation of ergodic capacity of MIMO channels with Rician fading.....	61
9.	O. Romanov, M. Nesterenko, E. Gordashik Analysis features of construction IP-networks based on Softswitch.....	69
10.	V. Romanyuk, O. Sova, O. Symonenko, S.Salnyk Method of managing radioconnectivity nodes of the mobile networks class MANET.....	81
11.	I.Samoilov A use of genetic algorithm to solve the problems of diagnosis based on fuzzy relationship.....	94
12.	P. Khusainov Coefficient automated system's cybersecurity in the time.....	101
13.	A. Shevchenko, S. Artykh. The method of estimating the probability of damage as a result of the implementation electronic warfare attacks on military radio communication systems during the informations operations.....	112
14.	About authors	123
15.	References	125

МЕТОДИКА ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОДІЇ ТА ДИНАМІЧНОЇ ТОЧНОСТІ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ ДІАГРАМОЮ НАПРАВЛЕНОСТІ АКТИВНИХ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК НА РУХОМИХ ОБ'ЄКТАХ

У статті представлено методику підвищення швидкодії та динамічної точності систем автоматичного керування діаграмою направленості активних фазованих антенних решіток. Використання запропонованої методики дозволяє істотно зменшити час перехідних процесів керування фазою сигналу, зменшити середньоквадратичну помилку системи при випадковій збурюючій дії.

Беляков Р.О., Радзівілов Г.Д., Лебідь Є.В., Цатурян А.Г. Методика повышения быстродействия и динамической точности систем автоматического управления диаграмой направленности фазированных антенных решеток. В статье представлена методика повышения быстродействия и динамической точности систем автоматического управления диаграмой направленности активных фазированных антенных решеток. Использование предложенной методики позволяет существенно минимизировать время переходных процессов управления фазой сигнала, уменьшить среднеквадратическую ошибку системы при случайном возмущающем воздействии.

R.Belyakov, G.Radzivilov E. Lebed, A. Tsaturyan The method of rating increase of the phased array automatic control system of diagram direction. The article suggests methodic of increase of fast-acting and dynamic exactness of the automatic control systems of diagram direction of active phased arrays. The use of the offered methodic allows to minimize substantially time transients of management the phase of signal, to decrease the errors of the system at casual revolting influence.

Ключові слова: Активна фазована антенна решітка, перехідний процес.

Вступ

Відомо, що показники якості радіоелектронних систем в значній мірі залежать від властивості конструктивно-електричних параметрів антенно-фідерних пристроїв [1]. Останнім часом набуває все більшої актуальності використання в перспективних радіотехнічних комплексах різного призначення (повітряні сили, військово морські сили) складних систем активних фазованих антенних решіток (АФАР), формуючих задану діаграму направленості при швидкому скануванні одночасно в широкому спектрі частот. Доцільність досліджень систем автоматичного керування АФАР обумовлена низькою автоматизацією процесів встановлення, ведення та підтримання радіозв'язку, що призводить до порушення стійкості та безперервності зв'язку.

В роботах [2 – 5] пропонуються шляхи покращення показників якості перехідних процесів систем автоматичного керування. У [5] показано основні аспекти та напрямки розробки телекомунікаційного обладнання на наземних мобільних станціях зв'язку ESOMPs, використовуючи методи просторово-часового кодування, та теорії автоматичного керування. Запропоновано синтез [2 – 4] розімкнутого зв'язку комбінованої системи та синтез диференціального зв'язку, що виконані у відповідності з умовами зменшення динамічної, середньоквадратичної помилки та підвищення швидкодії системи автоматичного керування. Результати досліджень можуть бути використані для оцінки показників під час побудови АФАР. У [6] показано метод оцінки показників якості системи автоматичного керування (САК) діаграмою направленості (ДН) АФАР. За допомогою [6, 7] було отримано розрахункові значення параметрів САК ДН АФАР. Таким чином, вище згадані методи можливо застосувати для розробки методики підвищення швидкодії та динамічної точності систем автоматичного керування ДН АФАР.

Мета роботи

Метою роботи визначено розробка методики підвищення швидкодії та динамічної точності систем автоматичного керування ДН АФАР по критеріям мінімуму квадратичної інтегральної оцінки, середньоквадратичної помилки, та стійкості фази сигналу.

Необхідно провести оцінку показників якості (динамічної точності та швидкодії) систем автоматичного керування (САК) ДН АФАР, дослідити стійкість системи, визначити динамічні, середньоквадратичні помилки (СКП), та показники якості перехідних процесів побудованої імітаційної моделі у відповідності до [6, 7] з метою підтвердження висновків про можливість підвищення швидкодії САК ДН АФАР за допомогою одного диференціального зв'язку середньоквадратичних, динамічних помилок, покращення показників якості перехідних процесів системи, що викликаються як задаючою, так і збурюючою дією, прикладеною до різних точок системи, виконано моделювання системи та системи диференційним зв'язком.

Можливість мінімізації СКП залежить від властивостей передаточної функції системи, яка в свою чергу залежить від принципу керування, у відповідності з яким побудована ця система. Для забезпечення вимог по імовірності безпомилкового побітового прийому сигналів у системах зв'язку, мають місце задачі удосконалення систем автоматичного керування діаграмою направленості на рухомих об'єктах, які містять у своєму складі складні рухомі АФАР. У роботі особливу увагу приділено методам теорії автоматичного керування, для оцінки і підвищення показників якості системи автоматичного керування діаграмою направленості АФАР з метою покращення відношення сигнал/шум, коефіцієнта направленої дії антени, і як результат і ККД АФАР.

Як критерій використовується відхилення рівносигнального напрямку променя АФАР від напрямку на ретранслятор зв'язку (абонентської станції). Функція САК АФАР в свою чергу полягає у формуванні задаючих дій на вхід системи для реакції на збурюючі дії на систему автоматичного керування різного роду. Також під реакцією системи автоматичного керування діаграмою направленості АФАР на задаючі і збурюючі дії слід розуміти не миттєвий процес, що в свою чергу накладає негативний відбиток на швидкодію керування променем АФАР. Тобто задача зводиться до розрахунку середньоквадратичних помилок та квадратичних інтегральних оцінок системи, та їх вплив на коефіцієнти передачі ланок системи автоматичного керування.

Оцінку показників якості системи автоматичного керування ДН АФАР складно реалізувати в умовах випадкового середовища, коли користувач оточений відбивачами, які розсіюють його сигнал, і являє собою розподілене джерело з кутовими розмірами, що часто досягають декількох десятків градусів.

Підвищення якості САК ДН АФАР досягається за рахунок використання методів мінімізації СКП систем автоматичного керування, синтезу диференційних зворотніх зв'язків систем автоматичного керування, та методу оцінки показників якості системи автоматичного керування діаграмою направленості АФАР [6, 7, 8].

Розглянемо більш докладно характеристики антенних решіток, які використовуються в сучасних системах зв'язку. Як відомо [9, 10, 11], антенні решітки складаються з великої кількості випромінюючих елементів, розташованих відповідним чином один відносно одного. Коли сигнали, що надходять до всіх елементів, узгоджуються за амплітудою і фазою, утворюється промінь, перпендикулярний площини антенної решітки. Переміщення променів в просторі досягається відповідною зміною фаз сигналів в елементах антенної решітки.

На рис. 1 наведена схема решітки, що складається з елементів з рівними відстанями між ними. У режимі передачі сигналів утворена діаграма направленості повинна утримуватись САК у напрямку на ретранслятор незалежно від характеру зміни його положення, та безпосередньо, положення антенного полотна самої АФАР.

Сигнал першого елемента вважається опорним з фазою φ_0 . Тоді різниця фаз для суміжних елементів дорівнює [9, 10]

$$\Delta\varphi = (2\pi d_0 / \lambda) \sin \theta, \quad (1)$$

де d_0 – відстань між елементами антенної решітки; λ – довжина хвилі; θ – кут на ретранслятор.

Тоді вираз, що описує діаграму направленості 2-х елементної АФАР має вигляд

$$G(\theta) = A(1 + e^{j2\pi \frac{d \sin \theta}{\lambda_0}}). \quad (2)$$

Для лінійної еквідистантної антенної решітки вираз що описує ДН приймає вигляд

$$G(\theta) = A \sum_{i=1}^N e^{j2\pi \frac{d \sin \theta (i-1)}{\lambda_0}},$$

де N – кількість елементів АФАР, що розташовані на одній відстані d .

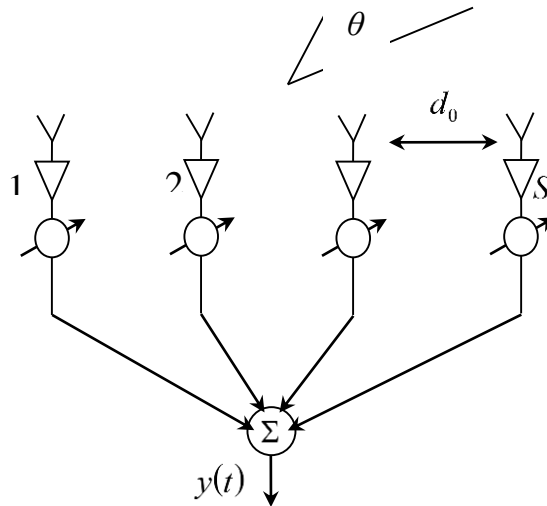


Рис. 1. Структурна схема N – елементної активної фазованої антенної решітки

Але з урахуванням того, що у кожному елементі АФАР (рис. 1) є фазообертач в лінійній антенній решітці сума сигналів з виходів елементів здійснюється з відповідними фазовими зсувами ψ_i , еквівалентними затримкою в часі.

Введення цих фазових зсувів призводить до зміщення максимуму ДН на кут

$$\theta_0 = \arcsin\left(\frac{1}{2\pi} \frac{\lambda_0}{d} \psi\right)$$

З урахуванням фазових зсувів в кожному елементі АФАР (1) та (2) формула для діаграми направленості приймає наступний вигляд

$$G(\theta) = A \sum_{i=1}^N e^{j\psi(i-1)} e^{j2\pi \frac{d \sin \theta (i-1)}{\lambda_0}} \quad (3)$$

Таким чином, вираз (3) показує, що для формування головного пелюстка ДН на ретранслятор необхідно досягти високого ступеню запасу стійкості по фазі, незалежно від внутрішніх та зовнішніх збурюючих дій на САК ДН АФАР.

Обґрунтування і сутність методики підвищення швидкодії та динамічної точності САК ДН АФАР

Незважаючи на швидкий розвиток систем зв'язку із використанням АФАР, залишаються не вирішеними питання підвищення їх ефективності в умовах внутрішніх та зовнішніх збурюючих дій САК ДН АФАР при збереженні керування амплітудою корисного сигналу (значення сигнал/шум). Негативний вплив збурюючих дій на САК ДН АФАР може

бути значно послаблений за рахунок застосування адаптивних алгоритмів формування та обробки сигналів з використанням адаптивних антенних решіток [11, 12].

Сутність розробленої методики полягає в автоматичному керуванні діаграмою направленості АФАР в залежності від напрямку на ретранслятор розміщений на літальному апараті з урахуванням обмеження положення ретранслятора та часу кореляції, за критерієм максимуму коефіцієнту направленої дії АФАР при виконанні обмежень на ймовірність помилок системи.

Постановка завдання

Задано: параметри системи автоматичного керування ДН АФАР, $N=y$ (кількість прийомо-передавальних ППМ модулів АФАР або елементів АФАР), $k_i(p)$ – коефіцієнти підсилення САК ДН АФАР i -го елемента структурної схеми САК АФАР, T_i – сталі часу для i -ої ланки структурної схеми, $S_\beta(\omega)$ – спектральна щільність стаціонарної випадкової задаючої дії $\beta(t)$, $S_x(\omega)$ – спектральна щільність випадкової збурюючої дії викликані випадковим положенням полотна АФАР, коефіцієнт підсилення системи автоматичного керування діаграмою направленості АФАР k_p по відхиленню вибирається у відповідності із методом мінімізації СКП ε_β .

Необхідно: визначити параметри САК ДН АФАР, які мінімізують СКП ε_x і квадратичну інтегральну оцінку I_x перехідних процесів, які впливають на точність встановлення головного пелюстка ДН АФАР при виконанні обмеження на значення ймовірності помилкового прийому сигналів $P_{\text{пом}} \leq P_{\text{пом доп}}$.

Обмеження:, де τ_c – тривалість групи сигналів, $\tau_{\text{кк}}$ – час кореляції сигналів; ймовірність помилкового прийому сигналів $P_{\text{пом}} \leq 10^{-6}$, $H = \text{const}$; $d = \text{const}$ – відстань до ретранслятора.

Допущення: $\tau_{\text{рСАК}} \leq \tau_{G_{\text{П}}}$, час спрацювання скоректованої САК ДН $\tau_{\text{рСАК}}$, не перевищує час якому відповідає потребуємий рівень коефіцієнта підсилення АФАР $\tau_{G_{\text{П}}}$.

Завдання визначення значень параметрів САК ДН АФАР зводиться до оцінки СКП та квадратичних інтегральних оцінок системи автоматичного керування з диференціальним зворотнім зв'язком.

Система рівнянь для вирішення оптимізаційної задачі має вигляд:

$$\begin{cases} \varepsilon_x = f(k_p) \rightarrow \min; \\ I_x = f(k_p) \rightarrow \min; \\ \psi_i \rightarrow \text{const}. \end{cases} \quad (4)$$

Методика підвищення динамічної точності та швидкодії системи автоматичного керування діаграмою направленості АФАР, схема алгоритму реалізації якої подана на рис. 2, складається з наступних етапів.

Введення вихідних даних. Вводяться параметри $K_i(p)$ – передаточні функції за помилкою САК ДН АФАР i -го елемента структурної схеми САК АФАР; введення постійних часу для ланок САК T_i, c , $G = G_{\text{П}}$.

Розрахунок показників якості САК ДН АФАР по напрямку на ретранслятор зв'язку

1. Складання системи рівнянь що описує систему САК ДН АФАР з диференціальним зв'язком.

2. Розрахунок спектральної щільності вихідної САК ДН АФАР по задаючій і збурюючій дії.

3. Розрахунок СКП по задаючій ε_β та збурюючій ε_x діях системи.

4. Визначення коефіцієнта підсилення АФАР виходячи із умови мінімуму ε_β та ε_x .

5. Перевірка відповідності вимогам по критерію максимуму стабільності дискрету зміни фази сигналу ППМ АФАР $\psi_i \rightarrow \text{const}$ по результуючій КІО по задаючому впливу ($I_{\theta\beta} \rightarrow \min$) САК ДН АФАР, та перевірка його відповідності вимогам по $G = G_{\Pi}$.

Побудова САК ДН АФАР з диференційним зв'язком у відповідності із методом оцінки показників якості САК ДН АФАР

1. Складання системи рівнянь що описує систему САК ДН АФАР з диференційним зв'язком.

2. Перевірка тотожності складових помилки по задаючій і збурюючій діях, комбінованій САК ДН АФАР з метою визначення еквівалентності побудованої системи для безпосереднього розрахунку показників якості САК ДН.

3. Здійснення синтезу параметрів передаточних функцій ланок дифзв'язків у відповідності до умови мінімізації СКП і квадратичної інтегральної оцінки перехідної функції, викликаних задаючою дією – зміною азимута на ретранслятор.

4. Введення необхідної умови підвищення порядку астатизму.

5. Оцінка СКП та КІО системи по випадковій задаючій дії.

6. Перевірка часу перехідних процесів САК внаслідок випадкової задаючої дії по критерію $\psi_i \rightarrow \text{const}$.

7. Оцінка СКП та КІО системи по випадковій збурюючій дії.

8. Перевірка часу перехідних процесів САК внаслідок випадкової збурюючої дії по критерію $\psi_i \rightarrow \text{const}$.

В залежності від допустимих значень СКП САК ДН АФАР і вимог по стійкості цих систем вибираються ті або інші умови підвищення якості САК ДН АФАР [6, 7, 8]. У відповідності до вимог, що висувуються, відбувається синтез параметрів системи для оцінки та формування задаючих дій з метою забезпечення високого ступеню стабільності по критерію $\psi_i \rightarrow \text{const}$. На рис. 2. зображено алгоритм застосування методики підвищення швидкодії та динамічної точності САК ДН АФАР.

Початковим етапом застосування даної методики є розрахунок спектральної щільності помилок системи автоматичного керування діаграмою направленості АФАР (блок 1-2) по відхиленню за формулами

$$S_{\theta\beta}(\omega) = \left| \frac{K_{\theta\beta}(j\omega)}{j\omega} \right|^2 S_{\beta}(\omega),$$

по задаючій дії, та по випадковій збурюючій дії

$$S_{\theta X}(\omega) = |K_{\theta X}(j\omega)|^2 S_X(\omega).$$

Для розрахунку СКП (блок 3) по задаючій ε_{α} та збурюючій ε_X діях системи

$$\varepsilon_{\beta} = \sqrt{\theta_{\beta}^{-2}},$$

– по задаючій дії та

$$\varepsilon_X = \sqrt{\theta_X^2},$$

– збурюючій дії.

Наступним кроком є визначення квадратичної інтегральної оцінки для задаючої і збурюючої дії за формулами

$$I_{\Pi\beta} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| K_{\theta\beta}(j\omega) \frac{1}{j\omega} \right|^2 d\omega,$$

$$I_{ПХ} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{K_{\theta X}(j\omega) - K_{\theta X}(0)}{j\omega} \right|^2 d\omega.$$

Наступним етапом є перевірка відповідності вимогам по критерію максимуму стабільності дискрету зміни фази сигналу ППМ АФАР $\psi_i \rightarrow \text{const}$ по результуючій КІО по задаючому впливу ($I_{\theta\beta} \rightarrow \text{min}$) САК ДН АФАР, та перевірка його відповідності вимогам по $G = G_{II}$ (блок 4).

У випадку, коли компромісного вибору параметрів САК ДН АФАР не достатньо для реалізації $\psi_i \rightarrow \text{const}$, $G = G_{II}$ в систему автоматичного керування вводимо диференційний зв'язок побудований відповідно до , методу оцінки показників якості САК ДН АФАР [6], та мінімізації СКП [6,7], I (прямий ланцюг з передаточною функцією $\frac{P}{Tp+1}$) і ділянки II (позитивний зворотний зв'язок, що містить моделі ланок $K_1(p)$ і $K_3(p)$ ланка з передаточною функцією $\frac{1}{Tp+1}$), суматора $\Sigma 3$ і загального елементу з передаточною функцією $K_B(p)$. Сигнал $U_3(t)$ з виходу суматора $\Sigma 3$ через загальну коректуючу ланку $K_B(p)$ поступає на суматор $\Sigma 4$ де складається з перетвореною напругою $U_2(t)$ сигналу помилки $\theta(t)$.

Система рівнянь що описує запропоновану структурну схему

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta(p) = \alpha(p) - \beta(p); \\ U_4(p) = K_1(p)K_2(p)\theta(p) + K_1(p)\frac{p}{Tp+1}K_B(p)\theta(p) + K_3(p)K_1(p)\frac{1}{Tp+1}K_B(p)U_4(p); \\ \beta(p) = K_3(p)\frac{1}{p}U_4(p) - K_5(p)\frac{1}{p}X(p). \end{array} \right.$$

Розрахунок проведений з використанням [5], показав, що комбінована САК ДН АФАР еквівалентна побудованій системі з диференційним зв'язком, що дає можливість оцінити випадкові збурюючі дії прикладені не на вхід системи.

Наступним кроком є розрахунок коефіцієнтів (сталих часу перехідних процесів) системи з диференційним зв'язком ($\tau_\beta = \tau_2/\tau_1$, $\tau_x = \tau_{0X}/\tau_{1X}$), та введення умови порядку астатизму.

де

$$\theta_{\omega d}(p) = \frac{1 - K_3(p)K_1(p)\frac{1}{Tp+1}K_B(p)}{1 + K_1(p)K_2(p)K_3(p)\frac{1}{p}} \alpha(p),$$

$$\theta_{x d}(p) = \frac{1 - K_3(p)K_1(p)\frac{1}{Tp+1}K_B(p)}{1 + K_1(p)K_2(p)K_3(p)\frac{1}{p}} K_5(p)\frac{1}{p} X(p)$$

складові помилки викликані задаючою $\beta(t)$ і збурюючою діями $X(t)$.

Ланки $K_B(p)$ і $1/(Tp+1)$ диференціального зв'язку не входять в характеристичне рівняння замкнутого контуру САК і тому їх можна вибирати відповідно до умови підвищення показників якості системи, зокрема з умовами мінімізації СКП і квадратичної інтегральної оцінки.

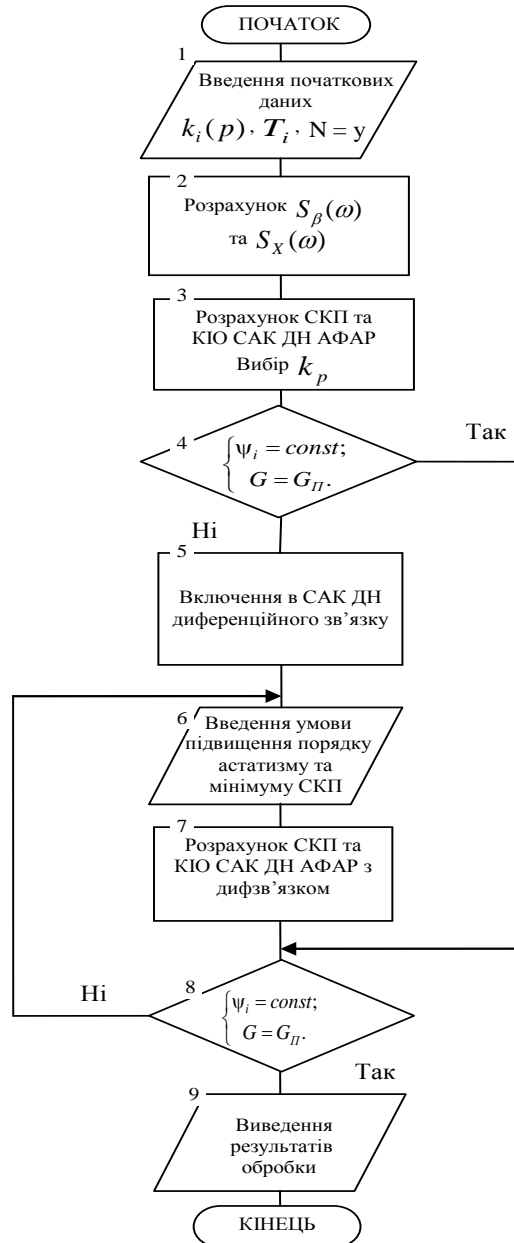


Рис. 2 Алгоритм застосування методики підвищення швидкодії та динамічної точності САК ДН АФАР

Тобто ці ланки не впливають на стійкість замкнутого контура системи. Звідси можна зробити висновок, що система з диференційним зв'язком еквівалентна комбінованій системі з розімкненими зв'язками по задаючій дії $\beta(t)$ і збурюючій $X(t)$.

Після розрахунку СКП та КЮ комбінованої САК ДН АФАР з розімкненими зв'язками по задаючій і збурюючій дії еквівалентної САК з диференційним зв'язком знову перевіряється виконання умови стабільності фазових зсувів ($\psi_i \rightarrow \text{const}$) ППМ АФАР.

Розраховані значення показників САК зведені до таблиці 1.

Новизна розробленої методики полягає в тому, що мінімізація СКП та КЮ систем автоматичного керування ДН АФАР здійснюється завдяки принципу побудови системи автоматичного керування з диференційним зворотнім зв'язком по критерію стабільності фазових зсувів на кожному з модулів АФАР.

Розраховані значення СКП та КЮ вихідної та з диференційним зв'язком систем автоматичного керування ДН АФАР

k_p	2	6	12	60	134	200	300	420
$\varepsilon_{\alpha Д}$	$1.367 \cdot 10^{-3}$	$1.367 \cdot 10^{-3}$	$1.366 \cdot 10^{-3}$	$1.371 \cdot 10^{-3}$	$1.423 \cdot 10^{-3}$	$1.5 \cdot 10^{-3}$	$1.801 \cdot 10^{-3}$	$4.031 \cdot 10^{-3}$
$\varepsilon_{\alpha} / \varepsilon_{\alpha Д}$	1515	513.5	257.9	51.6	22.434	14.183	7.224	1.32
$I_{ПаД}$	$42.27 \cdot 10^{-3}$	$5.069 \cdot 10^{-3}$	$5.264 \cdot 10^{-3}$	$6.224 \cdot 10^{-3}$	$9.229 \cdot 10^{-3}$	0.014	0.025	0.161
$I_{Па} / I_{ПаД}$	51.837	7.641	9.087	2.212	1.238	0.231	0.79	0.686
$\varepsilon_{ХД}$	$7.747 \cdot 10^{-4}$	$7.425 \cdot 10^{-4}$	$7.347 \cdot 10^{-4}$	$6.802 \cdot 10^{-4}$	$6.222 \cdot 10^{-4}$	$6.137 \cdot 10^{-4}$	$6.584 \cdot 10^{-4}$	$1.312 \cdot 10^{-3}$
$\varepsilon_{Х} / \varepsilon_{ХД}$	465.80	177.26	22.69	20.769	10.253	6.232	4.385	1.361
$I_{ПХД}$	$5.62 \cdot 10^{-7}$	$5.53 \cdot 10^{-7}$	$5.4 \cdot 10^{-7}$	$4.62 \cdot 10^{-7}$	$3.22 \cdot 10^{-7}$	$3.75 \cdot 10^{-7}$	$4.307 \cdot 10^{-7}$	$1.701 \cdot 10^{-6}$
$I_{ПХ} / I_{ПХД}$	1.621	6.25	1.22	8.30	2.068	1.156	0.72	0.68

Ефективність застосування розробленої методики оцінюється за формулою

$$\Delta P_E = \frac{P_E^* - P_E}{P_E} 100\%,$$

де P_E^* – коефіцієнт використання потужності сигналу із застосуванням запропонованої методики; P_E – коефіцієнт використання потужності сигналу без адаптивної зміни параметрів АФАР.

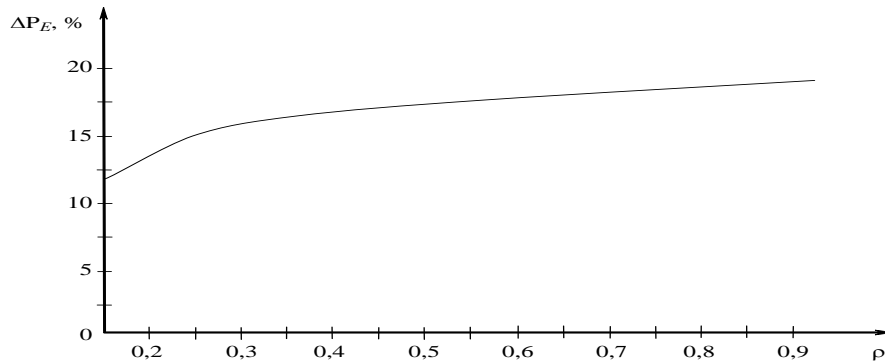


Рис. 3. Графік залежності потужності сигналу із застосуванням запропонованої методики

На рис. 3 коефіцієнт $\rho = \frac{\psi_i}{\Delta\varphi}$, де ψ_i – показник фазової корекції i -го елемента АФАР;

$\Delta\varphi$ – дискрет встановлення фази сигналу АФАР.

Результати моделювання показують, що застосування запропонованої методики дозволяє підвищити енергетичну ефективність АФАР при випадкових збурюючих діях $X(t)$ на 7 – 12 %.

Висновки

Для побудови багатофункціональних радіосистем з використанням активних фазованих антенних решіток, що відрізняється наявністю в кожному каналі решітки пристроїв регулювання фазового зсуву і амплітуди сигналу, тобто параметрів, що визначають напрям головного пелюстка діаграми направленості АФАР на вході випромінювачів, необхідно здійснювати керування діаграмою направленості АФАР з максимально високою точністю.

Використання традиційних систем автоматичного керування діаграмою направленості, дозволяють додатково зменшити як динамічні сталі помилки але не враховують необхідності компромісного вибору коефіцієнта підсилення, що призведе до зменшення діапазону керування діаграмою направленості на виході АФАР, та зменшення коефіцієнту корисної дії прийомо-передавального модуля АФАР.

Тому для систем автоматичного керування діаграмою направленості АФАР здійснюється по наступним критеріям керування (адаптації):

- максимальне відношення корисний сигнал/шум-перешкода;
- оптимальне подавлення перешкоди;
- найменше відхилення сигналу, що приймається, від пілот-сигналу.

Проведений аналіз сучасної системи автоматичного керування ДН АФАР по напрямку на ретранслятор зв'язку показав, що сучасна система керування параметрами складних антенних систем не завжди задовольняє вимогам по безпомилковому зв'язку, що пов'язано із стрімким розвитком новітніх засобів та мереж зв'язку в цілому.

У системі автоматичного керування діаграмою направленості АФАР з принципом керування по відхиленню, в якій випадкова задаюча і збурююча дія прикладені в різних точках системи, має місце суперечність між умовами мінімізації СКП ε_α і квадратичної інтегральної оцінки $I_{\Pi\alpha}$ перехідної функції, що викликаються задаючою дією $\alpha(t)$, а також між умовами мінімізації СКП ε_X і квадратичної інтегральної оцінки $I_{\Pi X}$ що викликаються збурюючою дією $X(t)$.

У випадках, коли не представляється можливість безпосереднього вимірювання задаючої та збурюючої дії $\alpha(t)$, $X(t)$, а вимоги по вибраним критеріям не виконуються, ситуація вимагає покращення показників якості системи автоматичного керування ДН АФАР, а використання класичної схеми САК по відхиленню стає не прийнятним. Використовуючи схему побудови комбінованої системи з розімкненими компенсаційними зв'язками по задаючій і збурюючій діям, з використанням методу компромісного вибору параметрів системи автоматичного керування (коефіцієнту підсилення та середньоквадратичних помилок системи), можливе непряме вимірювання цих дій за допомогою використання методу оцінки показників якості САК ДН АФАР.

У роботі показані нові можливості істотного підвищення точності системи автоматичного керування діаграмою направленості АФАР по азимуту на ретранслятор шляхом введення в систему диференціального зв'язку. За допомогою останньої здійснюється непряме вимірювання задаючої і збурюючої дій.

Завдяки синтезу диференціального зв'язку, виконаному відповідно до умов мінімізації середньоквадратичних помилок ε_α і ε_X і умовами мінімізації квадратичних інтегральних оцінок перехідних процесів $I_{\Pi\alpha}$ і $I_{\Pi X}$ що викликаються задаючою і збурюючою діями по критерію точності встановлення фази сигналу ψ_i вдалося:

- усунути суперечність між умовами мінімізації ε_α і $I_{\Pi\alpha}$, а також ε_X і $I_{\Pi X}$, істотно підвищити точність відтворення випадкової задаючої дії (при $k_p = 134$ $\varepsilon_\alpha/\varepsilon_{\alpha d} = 22.434$);
- зменшити вплив збурюючої дії $X(t)$ (при $k_p = 134$ $\varepsilon_X/\varepsilon_{Xd} = 10.253$);
- покращити якість перехідних функцій, що викликаються задаючою β_p і збурюючою $X(t)$ діями (при $k_p = 134$ $I_{\Pi\alpha}/I_{\Pi\alpha d} = 1.238$, $I_{\Pi X}/I_{\Pi X d} = 2.068$).

Запропонована методика підвищення швидкодії та динамічної точності системи автоматичного керування діаграмою направленості АФАР дозволяє здійснювати поетапне керування параметрами системи в залежності від ступеню задоволення потреб по максимуму відношення сигнал/шум на ретрансляторі.

Результати моделювання показали, що застосування запропонованої методики дозволяє підвищити енергетичну ефективність АФАР при випадкових збурюючих діях $X(t)$ на 7 – 12 %.

ЛІТЕРАТУРА

1. Воскресенский Д.И. Активные фазированные антенные решетки. – М.: Радиотехника, 2004. С. 24 – 31.
2. Зайцев Г.Ф., Кривуца В.Г., Булгач В.Л., Радзивилов Г.Д. Минимизация среднеквадратических ошибок и квадратичных интегральных оценок следящих систем с помощью разомкнутых и дифференциальных связей. К.: ГУИКТ, 2006. – 185 с.
3. Зайцев Г.Ф., Радзивилов Г.Д. Противоречие между условиями минимизации СКО и квадратичной интегральной оценки в следящих системах с принципом управления по отклонению // Проблемы управления и информатики. – 2004. – № 1. – С. 48 – 59.
4. Зайцев Г.Ф., Булгач В.Л., Градобоева Н.В., Сайко А.В. Повышение показателей качества корреляционных систем: Мат. VIII Наук.конф. „Сучасні тенденції розвитку технологій в комунікаціях та освіти” (Київ, 24-25 листопада 2011р.). – К.:ДУИКТ, 2011. – С. 226 – 231.
5. Dr. Enrique Cuevas, Dr. Vijitha Weerackody. Technical and Regulatory Aspects of Earth Stations on Moving Platforms (ESOMPs). "MILCOM'14: IEEE Mil. Commun. Conf., Baltimore, oct.6 – 8, 2014. Conf. Rec. Vol.2 – 3". New York, N.Y., 2014, pp.217 – 224.
6. Беляков Р.О. Метод оцінки показників якості системи автоматичного керування діаграмою направленості фазованої антенної решітки / Р.О.Беляков, Г.Д.Радзівілов, О.І.Остапук [та ін.] // Збірник наукових праць ВІТІ ДУТ. – 2014.– № 1. – С. 6 – 12.
7. Зайцев Г.Ф. Минимизация среднеквадратических ошибок в следящих системах / Г.Ф. Зайцев, Г.Д. Радзівілов // Проблемы управления и информатики.– 2004. – № 6. – С. 62 – 72.
8. Кривуца В.Г., Зайцев Г.Ф., Радзивилов Г.Д. Синтез связи по задающему воздействию комбинированной следящей системы в соответствии с условиями минимизации СКО // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. – 2003. – Т1, №1. – С.9 – 17.
9. Вендик О.Г. Антенны с электрическим сканированием. М.:САЙНС-ПРЕСС, 2002. – 48 с.
10. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки / Р.С. Хансен. ; [пер. с англ. А.И.Синани]. – Москва: Техносфера, 2013. – 23 – 41 с.
11. Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / Д.И. Воскресенский.– Москва: Наука, 2012.– 57 – 86 с.
12. H. Krim and M. Viberg, "Two Decades of Array Signal Processing Research", IEEE Signal Processing Magazine, July 1996, pp. 67 – 94.

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ ЗА РАХУНОК ВИКОРИСТАННЯ АДАПТИВНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК

В статті обґрунтовується необхідність застосування адаптивних антенних решіток для підвищення ефективності функціонування систем радіозв'язку та інших радіотехнічних систем. Визначені напрямки удосконалення систем радіозв'язку з адаптивними антенними решітками.

Борисов И.В., Гурский Т.Г., Ильинов М.Д., Гриценко К.Н. Повышение эффективности функционирования систем радиосвязи за счет использования адаптивных антенных решеток. В статье обосновывается необходимость применения адаптивных антенных решеток для повышения эффективности систем радиосвязи и других радиотехнических систем. Определены направления усовершенствования систем радиосвязи с адаптивными антенными решетками.

I. Borisov, T. Hurskyi, M. Ilyinov, K. Hrytsenok. The increasing of effectiveness of radio communication systems due to using of adaptive antenna arrays. The necessity of adaptive antenna arrays using to increase effectiveness of radio communication systems and others radio technical systems is substantiated in the article. The directions of perfecting of radio communication systems using adaptive antenna arrays are defined.

Ключові слова: адаптивна антенна решітка, діаграма направленості, діаграмоутворення, радіозв'язок.

У даний час розвиток таких галузей науки і техніки як зв'язок, радіолокація, радіоастрономія та навігація неможливо уявити без впровадження нових досягнень у антенній техніці.

Використання антенних решіток дозволяє підвищити коефіцієнт підсилення антени, створювати антени з керованими діаграмами направленості, здійснювати електричне сканування променем у просторі і формування багатопрменевої діаграми направленості у рамках єдиної антенної системи.

Метою статті є аналіз застосування антенних решіток у системах радіозв'язку та інших радіотехнічних системах, визначення напрямків удосконалення таких систем.

Антенними решітками (АР) прийнято називати випромінюючі системи у вигляді великого числа дискретних випромінювачів, розташованих упорядкованим чином. Окремі випромінювачі, що утворюють решітку, і є, як правило, слабонаправленими антенами, називаються **елементами решітки**. Збудження їх може бути здійснене з визначеним зсувом за фазою й довільними рівнями (амплітудами) відносно деякого елемента, взятого у якості опорного. Як правило, АР складаються з однотипних, однаково орієнтованих по максимуму випромінювання елементів [1].

При цьому в більшості практичних випадків необхідно, щоб гостра направленість антени поєднувалась з високою швидкістю переміщення антенного променя в просторі в заданому секторі кутів за визначеним законом. Таке переміщення головного пелюстка діаграми направленості (ДН) називають скануванням.

Розглянемо структурну схему АР, представлена на рис. 1 [1, 2]. Потужність з виходу передавача надходить на діаграмоутворюючу схему (ДУС), де за командами управляючого пристрою здійснюється її розподіл у потрібній пропорції між випромінювачами решітки, а також забезпечення необхідних фазових зсувів між струмами в них. Для вирішення цієї задачі в ДУС застосовуються дільники потужності, фазообертачі, комутатори, атенюатори та інші елементи.

За способом розміщення елементів у просторі решітки підрозділяють на такі класи:

- 1) **лінійні**, коли елементи розташовані на одній прямій;
- 2) **плоскі**, коли елементи розташовані на одній площині;
- 3) **поверхневі**, коли елементи розміщені на поверхні складної форми.

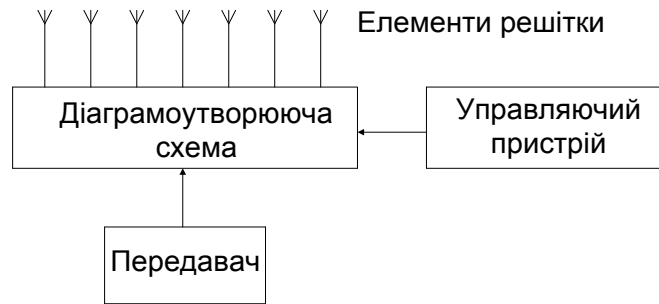


Рис. 1. Структурна схема антенної решітки

За способом збудження АР підрозділяють на синфазні (фази полів (струмів) на розкритті елементів збігаються) і не синфазні.

За напрямком максимального випромінювання лінійні решітки бувають **поперечні** (максимальне випромінювання збігається з нормаллю до лінії розташування елементів) і **поздовжні** (випромінювання збігається з лінією розташування елементів).

Адаптивні антенні решітки (ААР) – антенні решітки, параметри яких (у першу чергу, характеристика направленості) автоматично змінюються таким чином, щоб забезпечити якнайкращі умови прийому корисного сигналу на фоні змінних зовнішніх впливів (завад), або передачі сигналу, виходячи із задач, що вирішуються радіоелектронним засобом [2] (наприклад, якщо це радіостанція – сформувати максимум ДН у напрямку на кореспондента та мінімуми – у напрямках на інших користувачів, найближчих до неї; для радіолокаційної станції – сформувати максимум у напрямку на об'єкт спостереження).

Одним із найбільш перспективних напрямів розвитку цього виду антенної техніки є цифрові антенні решітки (ЦАР), які виконують діаграмоутворення за допомогою цифрової обробки сигналу, що забезпечує можливість адаптивного формування багатопроменової діаграми направленості.

Розглянемо основні переваги, що можна досягнути при впровадженні ААР в системи радіозв'язку.

Підвищення завадозахищеності СРЗ. За останні десятиліття засоби й методи підвищення завадозахищеності в системах радіозв'язку (СРЗ) одержали потужний розвиток. Це пояснюється головним чином, радіоелектронною обстановкою, що погіршується з кожним роком, проблемою електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів і активізацією методів радіоелектронної боротьби, які реалізуються високоефективними постановниками навмисних завад [3].

Сучасні пристрої формування навмисних завад мають невеликі масо-габаритні показники й можуть випромінювати в потрібному режимі й з необхідною потужністю в автоматичному або напіваавтоматичному режимі певний тип завади. Різні види навмисних завад застосовуються для подавлення радіозасобів в різних режимах роботи (з різними видами сигналів і способами їх обробки).

Тому для ефективної роботи систем радіозв'язку в умовах складної завадової обстановки використовуються адаптивні антенні решітки (ААР) [2 – 7].

Принцип зменшення впливу навмисної завади на засіб радіозв'язку (ЗРЗ) за рахунок просторової фільтрації показано на рис. 2, де φ_{01} – напрямок від джерела завад на ЗРЗ (напрямок орієнтації головного пелюстка антени станції завад), φ_{10} – напрямок приходу завади в антену ЗРЗ, φ_{21} – напрямок приходу корисного сигналу в антену ЗРЗ. Використання ААР для підвищення завадозахищеності засобів радіозв'язку засноване на врахуванні розходжень у напрямках приходу завади φ_{10} і корисного сигналу φ_{21} . Такі розходження на практиці існують завжди, за винятком ситуацій, коли напрямки приходу завад і корисного сигналу збігаються. Розходження у напрямках приходу обумовлюють відмінність в амплітудно-фазовому розподілі струмів завад і корисного сигналу на виходах рознесених у

просторі антенних елементів ААР. У свою чергу, використання відмінностей в амплітудно-фазовому розподілі струмів корисного сигналу й завад дозволяє так сформувати діаграму направленості ААР, що в напрямку приходу корисного сигналу буде сформований максимум, а в напрямках приходу завад відповідно мінімуми („нулі“) її ДН, як показано на рис. 2 та на рис. 3 [3], де F – ступінь ослаблення рівня сигналу в антені відносно максимального значення.

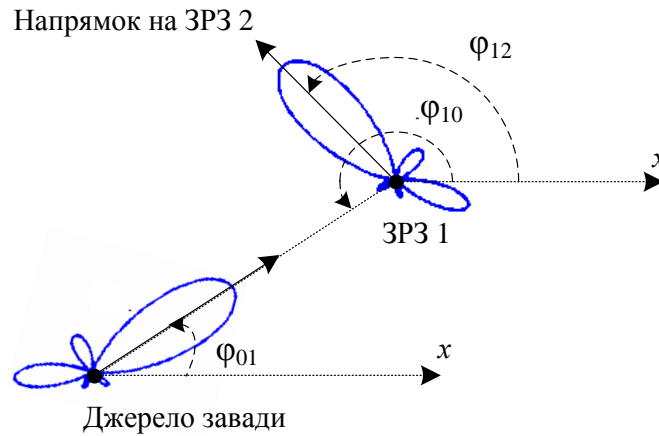


Рис. 2. Подавлення завад за рахунок просторової фільтрації у приймальній антені

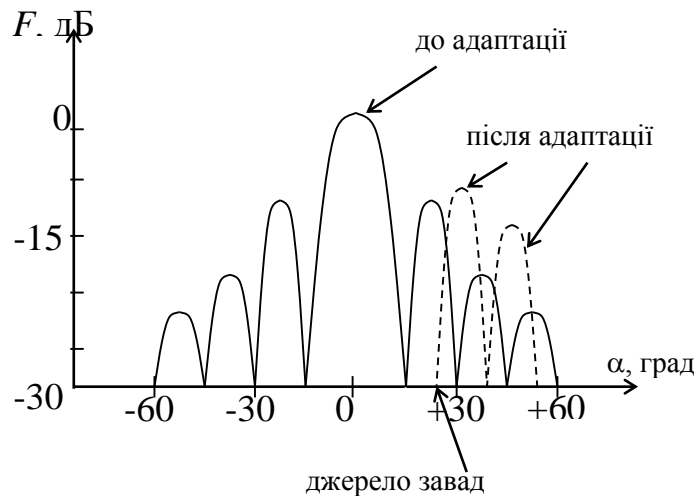


Рис. 3. Принцип адаптивної зміни діаграми направленості

Адаптивна антена без апіорної інформації про завадову ситуацію автоматично виявляє присутність джерел завад і придушує їхні сигнали, поліпшуючи тим самим умови прийому корисного сигналу. Придушення завад досягається за рахунок формування глибоких провалів у ДН антени в напрямку на джерела завад. Умови прийому корисного сигналу при цьому трохи погіршуються внаслідок спотворення форми й розширення головного пелюстка ДН [3].

Основними характеристиками адаптивних антен є кількість каналів, коефіцієнт придушення завад і час адаптації [2]. Кількість рознесених за напрямками джерел завад, що придушуються, відповідає кількості каналів. Залежно від числа керованих елементів, антенні решітки поділяються на частково або повністю адаптивні. Якщо в антенній решітці управляють всіма елементами, то вона повністю адаптивна. У частково адаптивній антенній

решітці управляють 10 – 50 % її елементів. Якщо ж в управлінні приймає участь менше, ніж 10 відсотків елементів, то такий пристрій відноситься до багатоканальних автокомпенсаторів бічних пелюстків.

Ефективність ослаблення завади на вході приймача визначається коефіцієнтом подавлення, який, головним чином, залежить від міжелементної відстані антенної решітки, ширини смуги частот завади й частотно-залежного міжканального розузгодження в смузі частот завади, а також від розрядності фазообертачів і числа діючих джерел завад [3].

Підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу. З кожним роком радіоелектронна обстановка погіршується через зростання кількості радіоелектронних систем та засобів. Забезпечення їх електромагнітної сумісності прямо пов'язане з підвищенням ефективності використання радіочастотного ресурсу (РЧР) [8].

Максимальне використання відведеної смуги частот стає можливим за рахунок роботи багатьох абонентів на одній несучій при просторовому рознесенні споживачів інформації.

Цифрове формування променів у ЦАР (що є ключовою особливістю її функціонування) дає можливість ефективної реалізації динамічної адаптації зони покриття за рахунок оперативного перенацілювання „цифрових” променів. Віяло променів, сформованих, наприклад, за допомогою алгоритмів швидкого перетворення Фур'є, по суті, є сукупністю просторово-частотних фільтрів, що виконують одночасну селекцію сигналів, які приймаються в широкому просторовому секторі [9].

Глибока адаптивна компенсація завад, яка може бути реалізована завдяки формуванню „нулів” діаграми направленості у напрямку джерела завад, дозволяє збільшити відношення сигнал/шум та зменшити рівні потужності передавачів, що, у свою чергу, покращує загальну електромагнітну сумісність.

Відносно схемотехнічних рішень необхідно відзначити один з основних напрямків наступної реалізації технології ЦДУ – розробка гібридних ЦАР [8]. При цьому разом із ЦАР використовуються рефлектори й аналогові діаграмоутворюючі схеми. Такий підхід вже реалізований у системі супутникового зв'язку Inmarsat-4.

Проблема підвищення пропускної спроможності каналів зв'язку на сьогоднішній день у більшості випадків зводиться до розширення смуги пропускання. Однак такий підхід викликає проблеми електромагнітої сумісності (ЕМС) і дефіциту частотного ресурсу.

При використанні технології ЦДУ рішенням такої проблеми є частотне ущільнення каналів зв'язку на основі надрелеєвського розділення сигналів [9]. Множинний доступ абонентів у таких системах засновано на просторовому надрозрізненні сигналів за напрямками приходу.

Боротьба з багатопророменевою. Використання ЦАР дозволяє ефективно вирішувати завдання придушення сигналів, що заважають, при багатопророменевою поширенні радіохвиль, істотно знизити глибину завмирань, підвищити інтенсивність корисних сигналів за рахунок орієнтації максимумів діаграми спрямованості антени в напрямку абонентів (у тому числі і тих, що рухаються). В роботі [10] показано можливості алгоритму обробки прийнятого сигналу в багатоканальній системі, придатного як для зміни діаграми направленості, так і для компенсації ефектів багатопророменевою розповсюдження. Крім необхідності формувати вузьку діаграму направленості, для приймачів також актуальною є проблема забезпечення стійкого прийому при наявності в прийнятому сигналі не тільки вихідного інформаційного сигналу, але й перевідбитих його копій, що виникають внаслідок багатопророменевою поширення. Можна спробувати сформувати ДН таким чином, щоб з прийнятого випромінювання виділявся тільки промінь прямої видимості або найбільш сильний промінь в разі відсутності прямої видимості між приймачем і передавачем, а сигнали, інших променів придушувалися. Разом з тим, перевідбиті сигнали є ослабленими і затриманими копіями вихідного сигналу. Якщо вирівняти затримку всіх сигналів, що надходять різними шляхами, то при когерентному додаванні сумарна корисна енергія виявиться вище, ніж у випадку, якщо виділяти тільки один промінь, а решту – придушувати.

Таким чином, ААР у цьому випадку може дозволити підвищити дальність зв'язку в умовах щільної міської забудови, і виконуватиме задачу RAKE-приймача, що використовується у системах CDMA.

Підвищення ефективності функціонування стільникових систем. Використання ААР на базових станціях (БС) систем стільникового радіозв'язку дозволяє підвищити завадостійкість приймання на 25 – 30 дБ [5], чого, у більшості випадків, достатньо для відновлення нормального функціонування у випадку появи потужної завади. При цьому погіршується (або навіть призупиняється) обслуговування всіх мобільних станцій (МС) у певному кутовому секторі через формування провалу ДН у напрямку на заваду. Величина цього кута залежить від особливостей конструкції ААР, зокрема, від числа антенних елементів і їхнього розносу один від одного, й може складати 10 – 20°.

Для того, щоб обслуговування МС не припинилося, можна запропонувати формування надлишкового підсилення у вузькому секторі ААР сусідньої БС. Після закінчення дії завади, ААР формують початкову кругову або секторну ДН.

Переваги використання ААР у стільникових системах [3]:

1) можливість формування необхідної форми площі обслуговування БС (сектора обслуговування) за рахунок управління ДН ААР, що дозволить скоротити число БС в умовах сильно пересіченої місцевості (великого міста) без погіршення якості обслуговування користувачів;

2) можливість динамічного перерозподілу частотних каналів по території обслуговування БС, а також всієї зони обслуговування, що, у більшості випадків, дозволить знизити число частотних каналів, які використовуються у зоні обслуговування в 2 – 3 рази;

3) можливість зменшення середньої величини напруженості поля в зоні обслуговування в 3 – 4 рази за рахунок адаптивного управління ДН ААР на передачі БС у необхідних напрямках і зниження потужності випромінювання на передачі БС, у зв'язку із чим поліпшується електромагнітна сумісність;

4) при виконанні п. 3 знижується середній рівень міжстанційних завад у зоні обслуговування, завдяки цьому відношення сигнал/шум на вході приймачів БС підвищується, що, у свою чергу, призводить до зниження автоматично регульованої потужності абонентських пристроїв навіть у найбільш складних умовах, що звичайно потребують максимальної вихідної потужності;

5) при виконанні п. 4 можливо реально забезпечити виконання санітарно-гігієнічних норм щодо мінімального впливу опромінення на організм людини у всій зоні обслуговування, а також збільшити тривалість часу дії стільникових телефонів без підзарядки;

б) можливість за рахунок ААР точного визначення місця розташування будь-якого користувача (до декількох метрів), у цей час ця точність визначається площею сектора обслуговування, тобто становить від 0,5 до 10 кілометрів.

Використання ААР у радіомережах, що самоорганізуються. В останні роки все більшого поширення набувають пакетні радіомережі, що самоорганізуються (ПРС) – MANET (mobile ad-hoc networks) [11].

Пакетні радіомережі, що самоорганізуються, представляють собою динамічну топологію побудови мереж мобільного радіозв'язку, яка передбачає відсутність фіксованої інфраструктури та централізованого управління.

Всі вузли мережі мобільні і обмінюються інформацією безпосередньо між собою або застосовують ретрансляцію пакетів, що передаються. Вузлами ПРС називають радіостанції, оснащені радіоконтролером, які реалізують функції маршрутизації.

В даний час ПРС знаходяться поза конкуренцією за оперативністю розгортання, мобільністю і широтою можливих додатків, а в багатьох випадках представляють собою єдине економічно виправдане рішення [12].

Відомими недоліками роботи ПРС на основі радіостанцій з ненаправленими антенами є наступні [11, 12]: неможливість забезпечення сучасних вимог до якості обслуговування внаслідок необхідності ретрансляцій, непостійності пропускної спроможності радіоканалу, залежності пропускної спроможності від відстані між рухомими радіостанціями, потужності передачі, кількості сусідніх вузлів та рівня створюваного ними трафіку та ін.

Сучасні тенденції удосконалення ПРС полягають у застосуванні адаптивних антенних систем, які дозволяють підвищити пропускну здатність радіомережі та якість обслуговування користувачів [11 – 13].

Для практичної реалізації зазначених вище переваг необхідна розробка відповідних алгоритмів управління радіостанцією з діаграмою направленості, яка адаптивно формується, що дозволить підвищити зв'язність і пропускну спроможність ПРС.

Встановленню зв'язку в ПРС з направленими антенами передують попереднє виявлення радіостанції, що веде передачу, прийнятною [12]. Далі визначається напрямок приходу сигналу при роботі на прийом і відбувається формування ДН при роботі на передачу і прийом обома станціями, як показано на рис. 4.

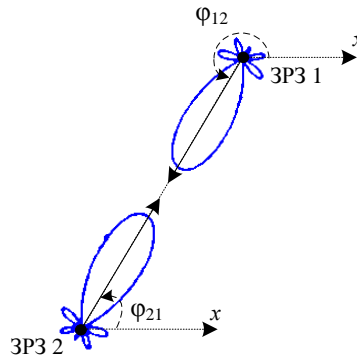


Рис. 4. Приклад орієнтації ДН приймальної і передавальної радіостанцій

Якщо радіостанція забезпечує ретрансляцію сигналу в одному інформаційному напрямку, то вона повинна сформувати ДН, що має два головних пелюстка, якщо ж на двох інформаційних напрямках – чотири. Очевидно, що зі збільшенням необхідного числа променів, коефіцієнт підсилення пелюстків ДН буде зменшуватись.

Аналіз коефіцієнтів підсилення сигналу і внутрішньосистемних завад, проведений у роботі [12], дозволяє зробити висновок про істотне збільшення можливостей радіоприйому радіостанцій систем рухомого радіозв'язку, що працюють в спільному радіоканалі за критерієм відношення сигнал/шум.

Результати чисельних експериментів, наведені у роботі [13], демонструють, що оптимальна схема маршрутизації суттєво залежить від урахування впливу завади і використання адаптивних антен.

Застосування ААР в інших галузях радотехніки. Крім радіозв'язку, ААР знаходять широке застосування в радіолокації [9, 14, 15]. У арміях багатьох держав йде перехід до нового стандарту радіолокаційного озброєння з безальтернативним використанням технології цифрового діаграмоутворення (ЦДУ) [9].

Перехід до використання ЦАР в системі GPS дозволяє довести рівень придушення множинних завад до 90 – 100 дБ [9]. Існуючі засоби GPS навігації втрачають працездатність при впливі одиночного джерела завад потужністю всього лише 0,25 Вт, з відстані 4 км.

Антенна система радіолокаційної станції (РЛС) S1850M є плоскою еквідистантною решіткою, що складається з 24 горизонтальних лінійок випромінювачів по 48 диполів кожен. Конструктивно технологічне виконання антени разом із цифровим діаграмоутворенням у вертикальній площині забезпечують низький рівень бічних пелюстків як за азимутом, так і за

кутом місця. Вертикальна поляризація знижує вплив перевідбиттів від підстилаючої поверхні. Цифрове адаптивне діаграмоутворення в активних антенних решітках забезпечує оптимізацію рівня потужності зондування і часу „контакту” з ціллю (необхідного для придушення завадових відображень), підвищує стійкість до протирадіолокаційних дій. Формувач діаграми встановлює „нулі” в області бічних пелюсток і на краях головного, в той час як в традиційних радарях для досягнення того ж ефекту необхідно мати допоміжні антени („подавлювачі” бічних пелюстків), застосування яких неефективне при числі постановників активних завад понад чотири.

В умовах безпрецедентного посилення вимог до радіолокаційної техніки перехід до впровадження ЦАР – це єдино розумний спосіб усунути загрозу кризи традиційної радіолокації. Велика кількість відповідних розробок і фінансованих проектів дає підставу говорити про ЦДУ як основної технології РЛС XXI століття [9].

Крім цього, очевидно є доцільність застосування ААР у техніці радіоелектронної боротьби, а також радіорозвідки. У системах РЕБ застосування ААР дозволяє концентрувати потужність передавача у необхідних просторових секторах для ефективного подавлення декількох радіозасобів або груп радіозасобів (вузлів зв'язку), у тому числі з можливістю наведення, наприклад, при подавленні об'єктів, що рухаються з високою швидкістю. При цьому є можливість зменшити вплив потужного випромінювання на радіоелектронні засоби своїх військ за рахунок формування провалів ДН у відповідних просторових напрямках.

При веденні радіорозвідки та радіотехнічної розвідки – після виявлення факту передачі ААР дозволяє створити основний пелюсток ДН у відповідному напрямку і тим самим підвищити ефективність ведення розвідки.

Напрямки вдосконалення систем радіозв'язку при впровадженні адаптивних антенних решіток. Виходячи з проведеного аналізу, можна виокремити наступні перспективні напрямки досліджень.

1. З метою підвищення завадозахищеності ААР повинна формувати якомога більш глибокі провали та якнайбільші максимуми діаграми направленості у необхідних просторових напрямках (на джерела завад та сигналу, відповідно). Цього можна досягнути, в першу чергу, шляхом збільшення кількості елементів решітки та розрядності фазообертачів, що призводить до збільшення масо-габаритних показників та обчислювальної складності алгоритму діаграмоутворення (зменшення швидкодії). Тому виникає завдання знаходження оптимального рішення для конкретної СРЗ.

2. У стільникових системах, при виключенні певного просторового сектору з обслуговування, необхідно на рівні управління мережею вирішувати завдання перерозподілу секторів обслуговування між сусідніми базовими станціями, яке безпосередньо виконуватимуть ААР.

3. Для пакетних радіомереж, що самоорганізуються, актуальним є завдання розробки методики управління мережею, що реалізує оптимальне діаграмоутворення усіх задіяних вузлів з урахуванням маршрутизації інформаційних потоків, а також присутніх завад. При цьому, важливим завданням є забезпечення достатньо високої швидкості діаграмоутворення (перенацілювання променів), особливо при одночасному використанні вузла у якості ретранслятора на декількох інформаційних напрямках.

4. Відносно ААР, то очевидно, що, у загальному випадку, важливим та актуальним завданням є розробка алгоритмів управління діаграмоутворенням, які, в залежності від застосування ААР, повинні вирішувати схожі завдання по максимізації (мінімізації) одного з параметрів системи (показника ефективності) при виконанні обмежень на інші.

У роботі [10] проведено аналіз процесу управління діаграмоутворенням фазованої антенної решітки (ФАР) у багатоканальних системах зв'язку з використанням фазообертачів. Система управління фазообертачем повинна не тільки виробляти керуючий сигнал, але й, по можливості, контролювати відпрацьовані команди, за допомогою калібрувальних даних

компенсувати вплив зовнішніх впливів. Адаптивне формування діаграми направленості може бути реалізоване шляхом зважування прийнятих сигналів:

$$y(k) = \mathbf{x}^T(k) \mathbf{W}(k),$$

де $y(k)$ – сигнал на виході системи, $\mathbf{x}(k)$ – вектор сигналів від кожного з елементів антенної решітки, $\mathbf{W}(k)$ – вектор комплексних вагових коефіцієнтів, які здійснюють коригування амплітуди і фази сигналу. Синтез вектора вагових коефіцієнтів $\mathbf{W}(k)$ і представляє собою основну задачу адаптивного діаграмоутворення. Одним з найпростіших методів побудови вектора вагових коефіцієнтів є алгоритм постійного модуля (АПМ), заснований на тому, що сигнали з певним класом модуляції мають постійний модуль, а отже обробку сигналу на прийомі можна реалізувати з урахуванням апріорного знання деяких його властивостей.

Алгоритм постійного модуля, який докладно розглянутий в роботі [10], добре справляється з ефектами багатопроменевості, проте не пристосований до впливу навмисних завад. В роботі [6] було проведено дослідження трьох методів адаптивного діаграмоутворення для підвищення завадозахищеності: найменших квадратів LMS, оптимізований LMS, та рекурсивний алгоритм найменших квадратів RLS.

В результаті було зроблено висновок, що метод RLS, хоч і потребує більшої обчислювальної складності (що на думку авторів не є проблемою зараз), проте забезпечує глибші нулі в напрямку завад і швидшу збіжність, що особливо проявляється для низьких відношень сигнал/шум та сигнал/завада в каналі. Задачі підвищення точності та швидкодії при управлінні цифровим діаграмоутворенням ставляться та вирішуються, також, у роботах [16 – 18], проте, вони не враховують можливий вплив навмисних завад.

Висновки. Таким чином, застосування адаптивних антенних решіток дозволяє:

у системах радіозв'язку (СРЗ) – збільшувати дальність зв'язку, підвищити завадозахищеність, стійкість в умовах багатопроменевості, якість обслуговування у стільникових системах, підвищувати електромагнітну сумісність та ефективність використання радіочастотного та просторово-частотного ресурсу за рахунок просторового (релеєвського) надрозрізнення;

у радіолокації – створювати вузьконаправлений скануючий промінь або декілька променів для спостереження за відповідною кількістю цілей, а також підвищувати завадозахищеність радіолокаційних станцій;

у системах РЕБ – концентрувати потужність передавача у необхідному просторовому секторі (секторах) для ефективного подавлення радіозасобів, а також для зменшення шкідливого впливу на завадостійкість радіозасобів своїх військ;

у системах радіотехнічної та радіорозвідки – для підвищення ефективності їх ведення шляхом формування максимумів діаграми направленості на об'єкти розвідки.

Напрямок подальших досліджень є розробка нових і удосконалення існуючих алгоритмів формування діаграми направленості адаптивних антенних решіток, спрямованих на підвищення швидкодії, ступеня подавлення завад та зменшення відхилення характеристик діаграми направленості від заданих при формуванні максимумів і мінімумів у необхідних просторових напрямках, особливо, у складній завадовій обстановці.

ЛІТЕРАТУРА

1. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн / [Г.А. Ерохин, О.В. Чернов, Н.Д. Козырев, В.Д. Кочержевский]. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 531 с.
2. Пистолькорс А. А. Введение в теорию адаптивных антенн / А. А. Пистолькорс, О. С. Литвинов. – М.: Наука, 1991. – 200 с.
3. Міночкін Д. А. Використання адаптивних антенних решіток для підвищення завадозахищеності систем радіозв'язку в складних завадових умовах / Д. А. Міночкін // Збірник наукових праць ВІПІ НТУУ „КПІ”. – 2012. – № 1. – С. 89 – 95.

4. Zaharis Z. D. Improved antenna array adaptive beam-forming with low side lobe level using a novel adaptive invasive weed optimization method / Z. D. Zaharis, C. Skeberis, T. D. Xenos // *Progress In Electromagnetics Research*. – 2012. – Vol. 124. – Pp. 137 – 150.
5. Jabbar A. N. A novel ultra-fast ultra-simple adaptive blind beamforming algorithm for smart antenna arrays / A. N. Jabbar // *Progress In Electromagnetics Research*. – 2011. – Vol. 35. – Pp. 329 – 348.
6. Adaptive beamforming algorithms for anti-jamming / [Rana Liaqat Ali, Anum Ali, Anisur-Rehman and. oth.] // *International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition*. – 2011. – Vol. 4. – № 1. – Pp. 95 – 105.
7. Sidi Bahri. Performance of adaptive beamforming algorithm for LMS-MCCDMA MIMO smart antennas / Sidi Bahri and Fethi Bendimerad // *The International Arab Journal of Information Technology*. – 2009. – Vol. 6. – № 3. – Pp. 283 – 288.
8. Тітов І. В. Підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу за рахунок застосування цифрових антенних решіток / І. В. Тітов, С. А. Макаров // *Системи озброєння і військова техніка*. – 2011. – № 4(28). – С. 92 – 94.
9. Слюсар В. Цифровые антенные решетки – будущее радиолокации / В. Слюсар // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес*. – 2001. – № 3. – С. 42 – 46.
10. Голубева И.П. Адаптивное диаграммообразование в многоканальных системах связи / И. П. Голубева, Ю. В. Прокопенко, В. А. Казмиренко // *Электроника и связь. Тематический выпуск „Электроника и нанотехнологии”, ч. 1*. – 2009. – С. 290 – 293.
11. Самоорганизующиеся радиосети со сверхширокополосными сигналами / [С.Г. Бунин, А.П. Войтер, М.Е. Ильченко, В.А. Романюк]. – К.: НПП „Издательство „Наукова думка” НАН України”, 2012. – 444 с.: ил.
12. Фокин Г.А. Управление самоорганизующимися пакетными радиосетями на основе радиостанций с направленными антеннами: автореф. дисс. на соискание науч. степени канд. техн. наук: спец. 05.13.13 „Телекоммуникационные системы и компьютерные сети” / Г.А. Фокин. – СПб, 2009. – 19 с.
13. Стромов Ю.Б. Моделирование маршрутизации в беспроводной ячеистой сети использующей простейшие адаптивные антенны / Стромов Ю.Б. Нечаев, А.Д. Баев // *Теория и техника радиосвязи*. – 2013. – № 4. – С. 57 – 63.
14. Ципоренко В. В. Цифровой метод широкоугольного комплексного спектрально-кореляційного пеленгування радіовипромінювань з використанням антенної решітки / В. В. Ципоренко // *Вісник Хмельницького національного університету*. – 2010. – № 2. – С. 106 – 111.
15. Ципоренко В. В. Безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з використанням антенної решітки / В. В. Ципоренко, В. Г. Ципоренко // *Вісник ЖДТУ. Технічні науки*. – 2012. – № 1 (60). – С. 77 – 83.
16. Нестерук С. В. Багатоцільова антенна решітка з цифровим керуванням: автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук: спец. 05.12.07 „Антенні та пристрої мікрохвильової техніки” / С. В. Нестерук. – Одеса, 2009. – 20 с.
17. Бондаренко М. В. Методи оцінювання джиттера в цифрових антенних решітках: автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук: спец. 05.12.07 „Антенні та пристрої мікрохвильової техніки” / М. В. Бондаренко. – К., 2013. – 22 с.
18. Туз Ю. М. Аналіз похибок системи вимірювання просторово-часових характеристик лінійних фазованих антенних решіток п'єзоелектричних перетворювачів / Ю. М. Туз, О. П. Красковський, О. О. Мосолаб // *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. – 2012. – № 06 (82). – С. 62 – 66.

ОЦІННИЙ РОЗРАХУНОК ЧИСЛОВИХ ЗНАЧЕНЬ ДІАГНОСТИЧНОГО СИГНАЛУ ДЛЯ БЕЗКОНТАКТНОГО ІНДУКЦІЙНОГО МЕТОДУ ДІАГНОСТУВАННЯ

Розглядається механізм виникнення діагностичного сигналу для безконтактного індукційного методу діагностування цифрових блоків та оцінка рівня цього сигналу. Безконтактний індукційний метод дозволяє проводити вимір діагностичних параметрів по реєстрації електромагнітного поля вихрових струмів, що наводяться струмоведучим елементом (шина живлення або загальна шина) на затискачах вимірювальної котушки при подачі на цифровий блок тестового впливу.

Вишневський В.В., Кузавков В.В., Редзюк Е.В. Оценочный расчет числовых значений диагностического сигнала для бесконтактного индукционного метода диагностирования. Рассматривается механизм возникновения диагностического сигнала бесконтактного индукционного метода диагностирования цифровых блоков и оценка уровня этого сигнала. Бесконтактный индукционный метод позволяет проводить измерение диагностических параметров по регистрации электромагнитного поля вихревых токов, приводимых токоведущим элементом (шина питания или общая шина) на зажимах измерительной катушки при подаче на цифровой блок тестового воздействия.

V.Vishnevsky, V.Kuzavkov, E.Redzyuk Evaluative calculation values of the diagnostic signal for the contactless induction method of diagnostics. IT is considered the mechanism of diagnostic signals for contactless inductive method of diagnosing blocks diagnosis and assessment the level of this signal. Contactless inductive method allows measurement of diagnostic parameters to registration an electromagnetic field eddy currents induced by carrying element (bus power or global bus) at the clips of the measuring coil when applying for a digital block test exposure.

Ключові слова: безконтактний індукційний метод, технічний стан, діагностичний сигнал.

Вступ. У даний час все більшого поширення набувають радіоелектронні об'єкти (РЕО), які є об'єднанням модулів різного фізичного виконання та призначення. Однією з вимог, які пред'являються до РЕО на етапі експлуатації, є забезпечення їх надійності. Задовольнити цю вимогу можна застосуванням нових ефективних методів в сучасних системах технічного діагностування та використанням інформаційних технологій для розробки діагностичних моделей об'єктів діагностування, побудови діагностичних тестів, реєстрації та обробки діагностичної інформації.

Аналіз існуючих методів, що використовуються для проведення контролю технічного стану аналогових і цифрових радіоелектронних блоків (методи параметричного, функціонального контролю, контролю по характеристикам вихідних сигналів, по показниках якості для аналогових радіоелектронних блоків і методи тестового контролю для цифрових радіоелектронних блоків) [1 – 3] дозволив виявити недоліки, властиві цим методам, основні з яких полягають у наступному:

- при проведенні діагностування використовується велика кількість контрольних точок в яких вимірюються велика кількість діагностичних параметрів, що впливає на об'єм апаратної частини системи діагностування (СД) та тривалість і достовірність проведення контролю;

- темпи розвитку РЕО набагато випереджають методи і засоби діагностування;
- збільшення ступеня інтеграції радіоелементів, кількості зовнішніх виходів і режимів роботи РЕО приводить до недопустимого збільшення вартості сучасних СД;

- існуючі СД, що побудовані на основі відомих методів, не забезпечують можливість контролю максимальної кількості різних типів аналогових і цифрових елементів, блоків і типових елементів заміни (ТЕЗ) за умови забезпечення заданої достовірності проведення контролю технічного стану;

- обмежене застосування сучасних інформаційних технологій при побудові СД;

- відсутність напрацьованих алгоритмів отримання, обробки і управління

діагностичною інформацією;

– необхідність реєстрації сигналів наведених у „антенному” пристрої [3], рівень яких дорівнює рівню шумів.

Таким чином, необхідно вирішити задачу, що полягає в дослідженні і розробці нових принципів і методів побудови універсальних автоматизованих (комп'ютеризованих) систем контролю технічного стану об'єктів РЕО, при відносно невеликих економічних затратах з заданими показниками якості.

Основна частина. Для вирішення задачі побудови універсальних автоматизованих (комп'ютеризованих) систем контролю технічного стану об'єктів РЕО, пропонується новий безконтактний індукційний метод визначення технічного стану елементів цифрових радіоелектронних блоків [4]. Сутність методу полягає у використанні в якості діагностичної інформації сигналів, що наведено в шині живлення цифрового блоку при подачі на його вхід контрольної тестової послідовності. Характерною особливістю методу є той факт, що діагностичний параметр всього блоку знімається в одному місці. Діагностична інформація реєструється безконтактним датчиком діагностичного сигналу (ДДС), в наслідок чого:

– виключено втручання в роботу блоку, що перевіряється (не змінюються показники надійності блоку);

– використовується єдина контрольна точка в якій вимірюється діагностичний параметр;

– забезпечується можливість контролю різних типів аналогових і цифрових елементів, блоків і ТЕЗ;

– забезпечується застосування сучасних інформаційних технологій при формуванні контрольних послідовностей, реєстрації та обробці діагностичної інформації.

Застосування запропонованого методу вимагає оцінки числового значення діагностичного сигналу в ДДС. Розглянемо механізм виникнення діагностичного сигналу (на вхід блоку подається послідовність тестових імпульсів) для вказаного методу.

Механізм генерації діагностичних сигналів у шині живлення пояснюється на прикладі сучасної КМОН інтегральної схеми (ІС), спрощена схема якої наведена на рис. 1а [5]. Аналізу підлягає найбільш „інформаційний” елемент ІС – вихідний транслятор ($VT11$ – $VT21$). Тут:

U_{cc} и $0V$ – позначення виводів живлення та загальної шини ІС, до яких підключається зовнішнє джерело живлення;

U'_{cc} и $0V'$ – внутрішні шини живлення ІС;

L_S , R_S – еквівалентні паразитні індуктивність та опір внутрішніх шин живлення (включаючи індуктивність та опір виводу);

L_G , R_G – паразитні індуктивність та опір загальної шини (включаючи індуктивність та опір виводу).

C_L – зовнішня ємність навантаження що підключена між вихідним виводом U_0 та виводом $0V$.

Припустимо, нижній вихідний транзистор $VT21$ вихідного транслятору $DO1$ перебував у закритому стані, а верхній $VT11$ – у відкритому. Тоді ємність навантаження C_L заряджена до високого рівня напруги U_{0H} . При відмиканні нижнього транзистора $VT21$ ємність C_L розряджається (рис. 1б), і через відкритий транзистор $VT21$ протікає струм, що змінюється в часі:

$$i_{0L} = C_L dU_0^{HL} / dt .$$

Цей струм, на паразитних опорі R_G та індуктивності L_G загальної шини $0V$, створює спадання напруги:

$$\Delta U_G = L_G di_{0L} / dt + i_{0L} R_G .$$

Ця напруга, в момент перемикання, впливає на внутрішню загальну шину $0V'$ і змінює її потенціал щодо потенціалу зовнішнього виводу $0V$, як показано на рис. 1б.

При включенні верхнього вихідного транзистору $VT11$ і вимиканні нижнього транзистору $VT21$ ємність навантаження C_L заряджається струмом стоку КМОН транзистору $VT11$:

$$i_{oH} = C_L dU_0^{LH} / dt .$$

Цей струм, протікаючи по паразитним індуктивності L_S та опору R_S шини живлення U_{cc} , створює на них спадання напруги:

$$\Delta U_S = L_S di_{oH} / dt + i_{oH} R_S . \quad (1)$$

Напруга (1) в момент перемикання впливає на внутрішню шину живлення U'_{cc} і змінює її потенціал щодо потенціалу зовнішнього виводу U_{cc} (рис. 1б).

Наприклад, при ємності навантаження $C_L = 50$ пФ і перепаді вихідної напруги $L_0 = 5$ В протягом 2 нс величина струму перезаряду дорівнює: $50 \times 5 / 2 = 125$ мА. Допускаючи, що індуктивність шини (живлення або загальної) становить $L_{G,S} = 10$ нГн, а опір $R_{G,S} = 2$ Ом [6], значення „сплеску” напруги $\Delta U_{G,S}$ складе 0,875 В.

При одночасному перемиканні декількох вихідних каскадів (вихідних трансляторів), що практично завжди має місце, значення напруги ΔU_S (ΔU_G) збільшується пропорційно їхньому числу.

Слід зазначити, що в дійсності значення напруги ΔU_S (ΔU_G) може бути вище, ніж зазначено. Це пов'язане з наявністю у вихідних елементах узгодження „наскрізних” струмів споживання, що виникають при перемиканні, коли обидва транзистора $VT11$ та $VT21$ перебувають у відкритому стані. Ці струми, складаються зі струмами перезаряду ємності навантаження i_{oH} , i_{oL} , значно збільшують значення струмів, що протікають через паразитні індуктивності L_G , L_S та опору R_G , R_S , і ще більше збільшують напруги ΔU_G и ΔU_S .

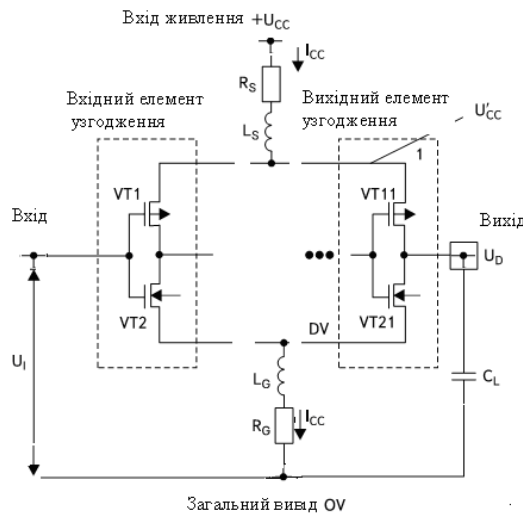


Рис. 1. Еквівалентна схема вхідного та вихідного транслятору КМОН ІС

Для оцінного розрахунку значень напруги сигналу ΔU_S (ΔU_G) використаємо еквівалентні схеми розряду (заряду) ємності навантаження МОН – транзисторів (рис. 3) (вплив „наскрізних” струмів споживання не враховується).

Припустимо що, при розряді еквівалентної ємності навантаження напруга на затворі транзистору $VT2$ (рис. 3а) змінюється протягом часу таким чином, що струм розряду I_{oL} попередньо зарядженої до напруги U_{oH} навантаження має лінійний характер (рис. 3а), тоді величина напруги ΔU_G має постійне значення. Заряд, накопичений ємністю навантаження C_L , визначається виразом:

$$Q = C_L U_0 , \quad (2)$$

де $U_0 = U_{oH} - U_{oL}$ — логічний перепад напругі на виході.

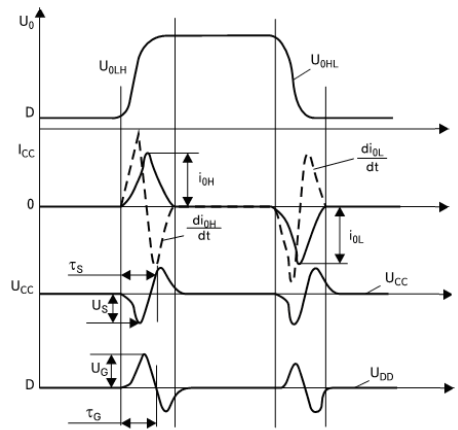


Рис. 2. часові діаграми сигналів

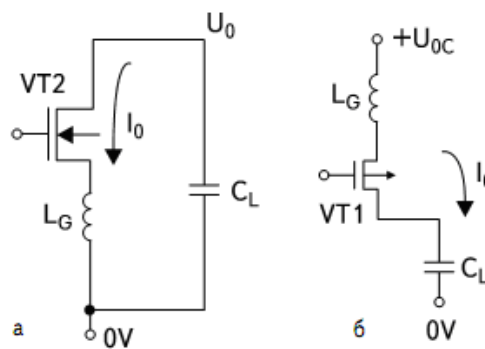


Рис. 3. Еквівалентні схеми: а) розряду ємності навантаження на основі МОН – транзистору; б) заряду.

Діаграми визначення рівня сигналів в шинах живлення при зміні стану вихідного транслятору (вихідного елементу узгодження) ІС наведено на рис. 4.

Цей заряд може бути розряджений протягом часу τ_r вихідним струмом:

$$I_{0L} = 2Q / \tau_r = 2C_L U_{0L} / \tau_r.$$

Тоді з урахуванням лінійної залежності струму розряду i_{0L} напруга сигналу в загальній шині буде мати вид:

$$\Delta U_0 = L_0 di_{0L} / dt = L_G 2I_{0L} \tau_r = \Delta L_G C_L U_0 / \tau_r^2.$$

З урахуванням того, що одночасно можуть перемикатися n вихідних каскадів, одержимо:

$$\Delta U_G = 4n \Delta L_G C_L U_0 / \tau_r^2. \quad (3)$$

При зміні напруги на затворі транзистору $VT1$ (рис. 3б) протягом часу τ_f таким чином, що струм заряду i_{0H} ємності навантаження C_L має лінійний характер, напругу сигналу у шині живлення ΔU_S також буде мати постійне значення.

Аналогічно, при заряді ємності навантаження, величина заряду в ємності C_L при напрузі U_0 визначається (2). Цей заряд може бути сформований протягом часу τ_f вихідним струмом:

$$I_{0H} = 2Q / \tau_f = 2C_L U_0 / \tau_f.$$

Тоді з урахуванням лінійної залежності струму заряду I_{0H} напруга сигналу в шині живлення можна визначити з виразу:

$$\Delta U_S = L_S di_{0H} / dt = L_S 2I_{0H} / \tau_f = 4L_S C_L U_0 / \tau_f^2$$

А з обліком того, що одночасно можуть перемикатися в один стан n вихідних елементів узгодження, отримаємо:

$$\Delta U_s = 4n\Delta L_s C_L U_0 / \tau_r^2. \quad (4)$$

З отриманих виразів маємо, найбільш істотний вплив на величину рівня діагностичного сигналу у шині живлення та загальній шині здійснює тривалість заряду (розряду) ємності τ_r , тобто тривалість фронтів вихідного сигналу.

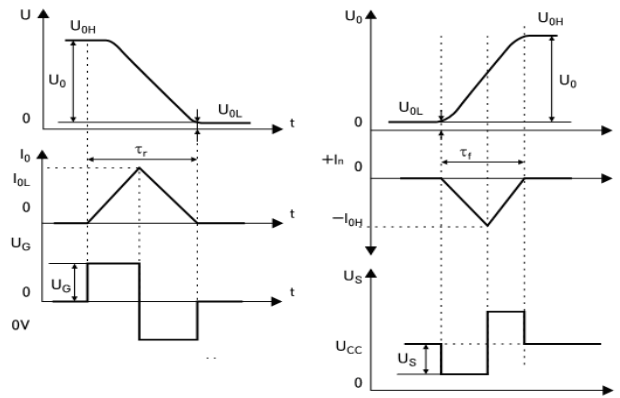


Рис. 4. Діаграми для визначення рівня сигналу в шинах живлення

Висновки. Таким чином, в статті розглянуто механізм виникнення сигналів в шині живлення U_G (3) та загальній шині U_s (4). Зміна струму в шині живлення реєструється безконтактним індукційним датчиком ДС і може бути використана для визначення технічного стану (працездатний – не працездатний) радіоелектронного компоненту що перевіряється. Встановлено, що рівень сигналу наведеного в цих шинах достатній для реєстрації та подальшої обробки автономною автоматизованою системою діагностування при використанні безконтактного індукційного методу. Коефіцієнт передачі індукційного датчика повинен забезпечити подальшу обробку діагностичної інформації без використання підсилювача.

Напрямок подальших досліджень є визначення умов прояву діагностичного сигналу під впливом вхідної контрольної тестової послідовності та використання отриманих результатів для побудови автономних автоматизованих систем діагностування цифрових блоків сучасного радіоелектронного устаткування.

ЛІТЕРАТУРА

1. Діагностика цифрових та аналогових пристроїв радіоелектронної техніки: Монографія / Вишнівський В.В., Жердев М.К., Ленков С.В., Проценко В.О.; під редакцією М.К. Жердева, С.В. Ленкова. – К.: Знання України, 2009. – 220 с.
2. Zherdev M.K., Kredentser V.P., Kuzavkov V.V. Ways and methods of efficiency increasing of the independent automated test systems of radio-electronic devices. National Aviation University Electronics and Control Systems 2014. № 4(42) стр. 150 – 154.
3. Глухов С.І., Попов П.П., Жердева О.В. Удосконалений електромагнітний метод визначення працездатності цифрових типових елементів заміни. // Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ «КПІ». – К.: ВІТІ НТУУ «КПІ», 2011. – Вип. №1. – с. 48 – 53.
4. Вишнівський В.В., Жердев М.К., Креденцер Б.П., Кузавков В.В., Редзюк Є.В. Безконтактний індукційний метод діагностування радіоелектронних блоків. // Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. – К.: ВІКНУ, 2013. – Вип. №43. – с.17 – 23.
5. Brander O. Electrostatic discharge and CMOS logic. EOS // ECD Symposium Proceeding, RAS. September 1979.
6. Емельянов В.А. Быстродействующие цифровые КМОП БИС. – Минск: Полиграф, 1998.

ОЦІНКА ОПЕРАТИВНОСТІ УПРАВЛІННЯ РАДІОЛІНІЄЮ В УМОВАХ РАДІОЕЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕННЯ

В роботі розглядається задача оцінювання оперативності управління системою радіозв'язку в при дії навмисних завад в каналі зв'язку. Отримані співвідношення дозволяють визначити вимоги до допустимих середніх інформаційних втрат при прийманні поточної інформації в умовах складної радіоелектронної обстановки.

Жук А.Г., Макарчук В.И., Макарчук О.М. *Оценка оперативности управления радиолинией в условиях радиоэлектронного подавления.* В статье рассматривается задача оценивания оперативности управления радиолинией при воздействии преднамеренных помех в канале связи. Полученные соотношения позволяют определить требования к допустимым средним потерям при приеме текущей информации в условиях сложной радиоэлектронной обстановки.

A.Zhuk, V.Makarchuk, O.Makarchuk. *Efficiency assessment of radioline management under the conditions of radio-electronic repression.* The article deals with the problem of radio line management and its efficiency assessment under the conditions of the intentional interference in the communication channel. Obtained ratio allow to determine the requirements for a valid average losses through the information receiving in the complex electronic environment.

Ключові слова: оперативність управління, радіолінія, радіоелектронне подавлення.

Вступ.

Сучасні військові системи і засоби радіозв'язку діють в умовах активної радіоелектронної боротьби [1 – 3]. Постійне вдосконалення засобів радіорозвідки та радіозавад, впровадження автоматизованих комплексів радіоелектронного подавлення (РЕП) призвело за останні роки до істотного підвищення можливостей по радіоподавленню засобів радіозв'язку. Враховуючі це, стає досить складним завдання забезпечення стійкого радіозв'язку в умовах РЕП.

Аналіз останніх публікацій.

Аналіз останніх робіт свідчить, що на даний час не систематизовані й недостатньо досліджені процеси адаптації в радіозасобах при впливі навмисних завад [2 – 7]. Досвід практичної експлуатації систем та засобів радіозв'язку свідчить про те, що організація надійної і стійкої роботи адаптивної радіолінії вимагає оперативного підстроювання параметрів радіозасобів. При цьому однією з центральних задач є забезпечення передачі службової інформації між засобами радіозв'язку для організації управління радіозв'язком. Тому актуальною є задача вдосконалення методик і алгоритмів адаптації з метою підвищення ефективності використання радіоліній, які діють в умовах активної радіоелектронної протидії.

Важливою задачею при цьому є визначення показників оперативності управління радіолінією.

Метою роботи є проведення оцінки впливу навмисних завад на оперативність управління радіолінією при впливі навмисних завад.

Алгоритм функціонування адаптивних систем та засобів радіозв'язку передбачає заповнення відсутньої апріорної інформації щодо умов ведення зв'язку, які змінюються, та використання її для управління параметрами і режимами роботи радіолінії з метою забезпечення необхідних показників якості [4, 6]. Це потребує реалізації в радіолініях автоматизованого процесу пристосування до сигнальної і завадової обстановки. При цьому здійснюється оцінка поточного стану функціонування радіолінії і цілеспрямована зміна одного або декількох її параметрів для максимізації показників ефективності процесу передачі інформації.

Однією з центральних проблем при організації управління радіозасобами є проблема передачі службової інформації між абонентами. Проблема передачі службової інформації включає ряд взаємопов'язаних задач: визначення оптимального об'єму службової інформації, яка достатньо відображує поточний стан ВСРЗ; своєчасну доставку службової інформації до вузлів та абонентів; перетворення службової інформації у відповідні управляючі впливи.

При наявності навмисних завад ефективність регулювання параметрів радіолінії буде визначатися часом адаптації. Тоді оперативність управління радіолінією можна оцінити середнім часом затримки при передачі службових сигналів для зміни стану радіолінії із-за реалізації завад з боку системи радіоелектронного подавлення [6]:

$$\overline{\Delta t}_{\text{затр}}(n, Q^2) = \overline{T_{\text{ц}} \{P_{\text{пом}}(n, Q^2)\}} - T_{\text{ц}}^{\text{зад}}(n, Q^2), \quad (1)$$

де $P_{\text{пом}}(n, Q^2)$ – ймовірність помилкового приймання інформаційного повідомлення з кількістю символів n при відношенні сигнал-завада на вході Q^2 , меншому ніж порогове відношення Q_0^2 , яке визначається необхідною достовірністю приймання одного символу (біту) – $P_6(Q_0^2)$; $T_{\text{ц}}$ – поточне значення тривалості циклу управління; $T_{\text{ц}}^{\text{зад}}$ – задане значення тривалості циклу управління при відсутності навмисних завад при прийманні одного символу повідомлення з необхідною достовірністю $P_6(Q_0^2)$.

В радіоканалі помилки при прийманні елементарного символу (біту) повідомлення виникають незалежно з незмінною в часі ймовірністю $P_6(Q_0^2)$, яка є однаковою для будь-якого символу повідомлення. Ймовірність правильного приймання інформаційного повідомлення з n символів за один цикл управління визначається співвідношенням [7]:

$$P_{\text{прав}}(n, Q^2) = (1 - P_6(Q_0^2))^n. \quad (2)$$

Вплив зміни ймовірності помилки в прийманні елементарного символу $P_6(Q_0^2)$ при $Q^2 \leq Q_0^2$ на ймовірність правильного приймання інформаційного повідомлення з n символів ілюструється залежностями, наведеними на рис. 1.

Зміна ймовірності помилки $P_6(Q_0^2)$ при біноміальному законі розподілу помилок в каналі визначає зміну середніх значень інформаційних втрат за один сеанс передачі повідомлення [7] і середні відносні втрати на символ:

$$n_{\text{втрат}}(Q^2) = nP_6(Q^2), \quad \rho(Q^2) = \frac{n_{\text{втрат}}(Q^2)}{n} = P_6(Q^2), \quad (3)$$

де при $Q^2 = Q_0^2$ величина $\rho(Q_0^2)$ визначає рівень допустимих інформаційних втрат на символ.

Визначимо потенційну оцінку впливу завад на середній час затримки прийняття рішення. Ймовірність правильного приймання оперативного повідомлення (2) при його повторенні може наступити на будь-якому з $k + 1$ сеансів передачі. У цьому випадку випадкове значення $k(Q^2) = \Delta t_{\text{зад}}(Q^2) / \Delta t_{\text{зад}}$ можна інтерпретувати як відносно випадковий час затримки у прийманні повідомлення $k(Q^2)$ тривалістю $\Delta t_{\text{с}}$, при k -му його повторенні. Як показано в [4] ймовірність того, що після k невдач настане успіх, визначається геометричним розподілом [8]:

$$p(k) = P_{\text{прав}}(n, Q^2) P_6^k(n, Q^2); \quad (4)$$

$$F(s, Q^2) = \frac{P_{\text{прав}}(n, Q^2)}{1 - sP_6(n, Q^2)}, \quad |s| < 1. \quad (5)$$

Використовуючи вирази (2), (3) і (4), середнє значення (математичне очікування) і дисперсію часу відносної затримки прийняття рішення в радіолінії записуємо у вигляді:

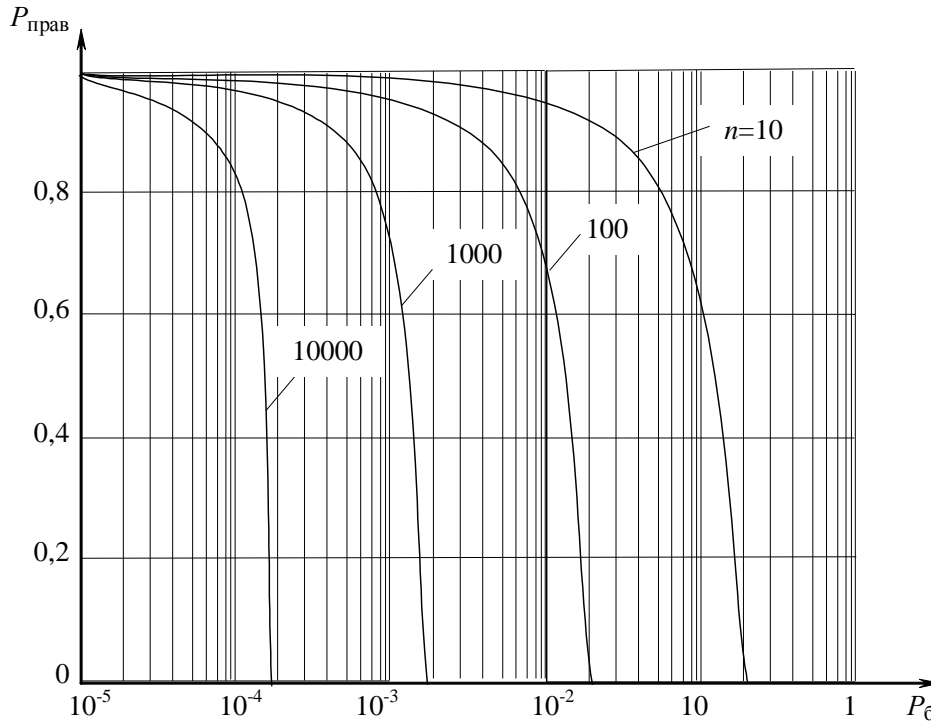


Рис. 1. Залежності ймовірності правильного приймання інформаційного повідомлення з n символів від ймовірності помилки в прийманні елементарного символу

$$M\{k(n, Q^2)\} = \left. \frac{dF(s, Q^2)}{ds} \right|_{s=1} = \frac{P_б(n, Q^2)}{1 - P_б(n, Q^2)} = \frac{1 - (1 - k(Q^2))^n}{(1 - k(Q^2))^{2n}}, \quad (6)$$

$$D(k) = \left. \frac{d^2 F(s, Q^2)}{d^2 s} \right|_{s=1} + \left. \frac{dF(s, Q^2)}{ds} \right|_{s=1} - \left[\left. \frac{dF(s, Q^2)}{ds} \right|_{s=1} \right]^2 = \frac{1 - [1 - \rho(Q^2)]^n}{[1 - \rho(Q^2)]^{2n}}, \quad (7)$$

де $0 \leq \rho(Q^2) \leq 1$.

На рис. 2 наведено залежності, які ілюструють зміну відносної затримки від відносного рівня інформаційних втрат, що припадають на один символ повідомлення.

Як видно із залежностей, ефективність заводів в інформаційних операціях зростає вже при обмежених можливостях протиборчої сторони, коли відносні інформаційні втрати на символ повідомлення $\rho(Q^2) \ll 1$, а кількість інформаційних символів в оперативних повідомленнях $n \gg 1$. В цьому випадку середній час затримки $M\{k(Q^2)\}$ зростає практично експоненційно, і залежності (3), (6) запишемо у вигляді:

$$P_{\text{пом}}(n, Q^2) \approx 1 - e^{-n\rho(Q^2)}, \quad n \gg 1, \quad \rho(Q^2) \ll 1; \quad (8)$$

$$M\{k(Q^2)\} \approx e^{-n\rho(Q^2)} - 1. \quad (9)$$

На рис. 2 залежність (9) наведена у вигляді штрих пунктирною лінією ($n=100$). Як видно з формули (8), ймовірність помилкового приймання повідомлення з n символів пов'язана з середньою кількістю неправильно прийнятих символів $n_{\text{пом}}$ залежністю

$$n_{\text{пом}} = n\rho(Q^2) = \ln(1 - P_{\text{пом}}(n, Q^2)), \quad n_{\text{пом}} \ll n. \quad (10)$$

Оцінимо ймовірність своєчасного прийняття рішення при використанні оперативної інформації з необхідним рівнем достовірності.

Ймовірність прийняття рішення при використанні оперативної інформації з необхідним рівнем достовірності приймання повідомлення:

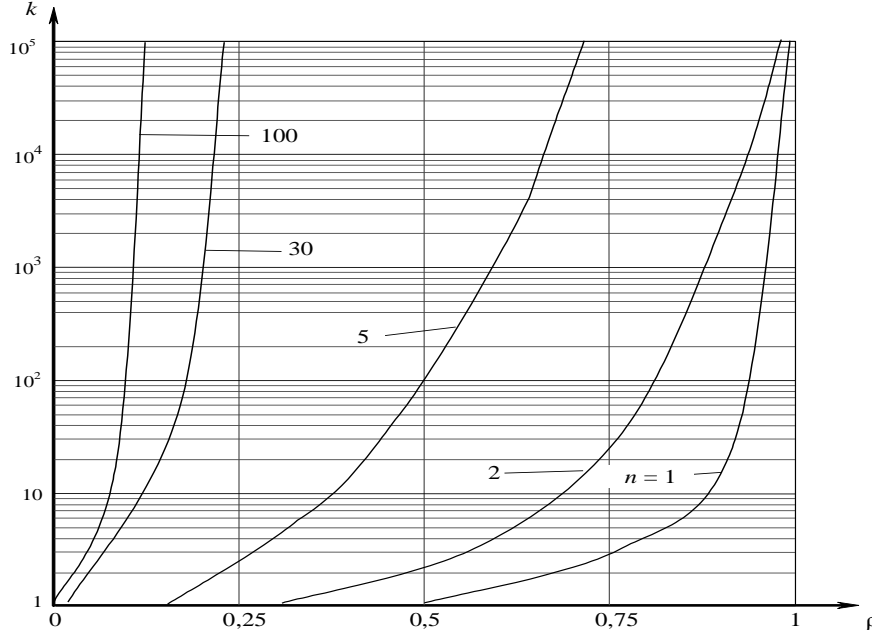


Рис. 2. Залежності відносної затримки від відносного рівня інформаційних втрат, що припадають на один символ повідомлення

$$P_{\text{ріш}} = P(T_{\text{ц}} \leq T_{\text{ц}}^{\text{зад}}) = P(k \leq C_{\text{важ}}) = \sum_{j=0}^{C_{\text{важ}}} P(k(Q^2), n, Q^2), \quad (11)$$

де $k(Q^2) = \Delta t_{\text{затр}} / \Delta t_{\text{с}}$ – відносний час затримки у прийманні повідомлення тривалістю $\Delta t_{\text{с}}$ з необхідною достовірністю $P_6(Q_0^2)$; $k(Q^2) = \overline{0, K}$; $C_{\text{важ}} = \Delta t_{\text{важ}} / \Delta t_{\text{с}}$ – відносний час важливості оперативної інформації; $P(k(Q^2), n, Q^2)$ – ймовірність того, що після k невдалих сеансів прийому повідомлення з необхідною достовірністю $P_6(Q_0^2)$ воно буде прийнято з нею на $(k + 1)$ -му сеансі. При випадковому характері часу затримки поточної інформації $k(Q^2)$ існує ймовірність несвоечасного прийняття правильного рішення. При $k(Q^2) > C_{\text{важ}}$ стан СРЗ і зовнішнього середовища зміниться і при новій ситуації потрібно нове рішення. У цьому випадку, враховуючи вирази (4), (8), (11), ймовірність своєчасно і правильно прийнятих рішень запишеться у вигляді:

$$P_{\text{ріш}} = P(T_{\text{ц}} \leq T_{\text{ц}}^{\text{зад}}) = 1 - \left(1 - e^{-n\rho(Q^2)}\right)^{C_{\text{важ}}}, \quad \rho(Q^2) \ll 1, \quad n \gg 1. \quad (12)$$

На рис. 3 наведені залежності, що ілюструють вплив відносної тривалості інтервалу оперативної важливості інформації $C_{\text{важ}}$ на ймовірність своєчасного прийняття рішення при різній середній кількості помилково прийнятих символів $n_{\text{пом}}$. Як бачимо з наведених залежностей на оперативність управління в умовах інформаційного протистояння істотно впливає тривалість оперативної важливості поточної інформації, що визначає темп оновлення прийнятих рішень.

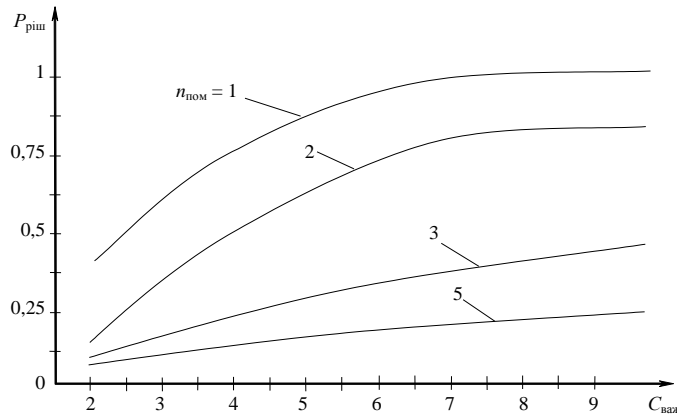


Рис. 3. Ймовірність своєчасного прийняття рішення при різній середній кількості помилково прийнятих символів

Отримані співвідношення дозволяють для заданої ймовірності своєчасно і правильно прийнятих рішень $P_{\text{реш}}$ і апіорі відомою відносної тривалості важливості оперативної інформації $C_{\text{важ}}$ визначити вимоги до допустимих середніх інформаційних втрат $n_{\text{пом}}$ при прийманні поточної інформації.

Висновки. Таким чином, отримані нові математичні співвідношення, які враховують вплив відносної тривалості інтервалу оперативної важливості інформації на ймовірність своєчасного прийняття рішення та забезпечують оцінку показників оперативності управління радіолінією в умовах радіоелектронного конфлікту.

Перспективним напрямом подальших досліджень є розробка методів та методик підвищення завадозахищеності передачі службових повідомлень каналами зв'язку з навмисними завадами.

ЛІТЕРАТУРА

1. Агафонов А. А. и др. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / под ред. В. Г. Радзиевского. – М.: „Радиотехника”, 2006. – 424 с.
2. Куприянов А. И., Сахаров А. В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы: Учеб. пособие / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. – М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.
3. Кондратьев А. Перспективный комплекс РРТР и РЭВ сухопутных войск США „Профет” / А. Кондратьев // Зарубежное военное обозрение. – 2008. – № 7. – С. 37 – 41.
4. Владимиров В.И., Владимиров И.В., Наметкин В.В. Избранные вопросы радиоэлектронного подавления цифровых каналов систем радиосвязи. – Воронеж: ВАИУ. – 2010. – 119 с.
5. Голяницкий И. А. Математические модели и методы в радиосвязи. под ред. Ю. А. Громакова. – М: Эко-Трендз, 2005. – 440 с.
6. Гостев В. И. Динамическое управление радиоресурсом в системах связи / В. И. Гостев, В. Е. Федяев, Д. А. Худолий. – К: Радиоаматор, 1998. – 412 с.
7. Григорьев В. А. Сети и системы радиодоступа / В. А. Григорьев, О. И. Лагутенко, Ю. А. Распаев. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 384 с.
8. Вентцель Е.С. Теория вероятностей и ее инженерные приложения. – М.: Наука, 1988. – 480 с.

МЕТОДИКА АНАЛІЗУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ЗАСОБІВ РАДІОЗВ'ЯЗКУ РУХОМОЇ РАДІОСЛУЖБИ СПЕЦІАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

В статті запропонована методика аналізу електромагнітної сумісності, що призначена для визначення можливого взаємного впливу групи радіоелектронних засобів зв'язку рухомої радіослужби спеціального призначення.

И.Г.Коваленко. Методика анализа электромагнитной совместимости средств радиосвязи подвижной радиослужбы специального назначения. В статье предложена методика анализа электромагнитной совместимости, которая предназначена для определения возможного взаимного влияния группы радиоэлектронных средств связи подвижной радиослужбы специального назначения.

I.Kovalenko. Evaluation method of electromagnetic compatibility of mobile telecommunication means for special purpose. The paper proposes a method for analyzing electromagnetic compatibility, which is designed to determine the possible mutual influence of the group of mobile radio communications means for special purpose.

Ключові слова: радіоелектронний засіб, рухома радіослужба, електромагнітна сумісність.

Актуальність.

Останнім часом спостерігається тенденція перевантаження радіочастотного спектру внаслідок розвитку радіотехнологій, збільшення кількості радіозасобів як цивільного, так і спеціального призначення. Тому постає актуальною задача забезпечення якісного функціонування цих засобів у спільних та суміжних діапазонах радіочастот [1 – 2]. Для вирішення цієї задачі необхідно застосовувати методи та методики прогнозування електромагнітної обстановки та аналізу електромагнітної сумісності (ЕМС).

Загальні підходи та окремі методики вирішення задач даного класу викладені в множині рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ) [2]. Але запропоновані рекомендації не дають комплексного рішення задачі аналізу електромагнітної сумісності засобів зв'язку, дозволяють проводити окремі складні розрахунки для складових (часткових) задач аналізу ЕМС та вимагають багато точних вихідних даних (щодо параметрів устаткування, рельєфу, параметрів розповсюдження радіохвиль тощо). При відсутності частини цих вихідних даних (або зниженні їх точності) складні розрахунки за запропонованими МСЕ методиками можуть привести до неприйнятних результатів, що ускладнює оперативного вирішення задач даного класу. Крім того розроблені методики не враховують особливості функціонування засобів зв'язку спеціального призначення.

Рухома радіослужба передбачає використання радіоелектронних засобів (РЕЗ), розташування яких на місцевості змінюється, що ускладнює аналіз ЕМС [3]. Тому постає актуальною задача розробки методики аналізу електромагнітної сумісності засобів зв'язку спеціального призначення рухомої радіослужби (далі – Методика) на основі рекомендацій МСЕ, яка дозволить розробити відповідні алгоритми та програмне забезпечення для вирішення задачі аналізу електромагнітної сумісності для РРС спеціального призначення та проведення їх частотного планування.

Задача дослідження – розробка методики, призначеної для проведення практичних розрахунків параметрів та визначення умов електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів рухомої служби спеціального призначення для проведення їх частотного планування.

Вихідні дані. В запропонованій Методиці використовуються наступні вихідні дані.

1. Множина з РЕЗ з відповідними технічними характеристиками:

- тип РЕЗ (аналоговий, цифровий сигнал);
- потужність передачі, дБВт;
- частоти прийому та передачі, МГц;
- спектральна характеристика сигналу $s(f)$, клас випромінювання;
- тип, коефіцієнт підсилення (дБ), поляризація антени;
- діаграма спрямованості антени (дБ(α)) та азимут максимального випромінювання α_0 , град ;

- висота підвісу антени, м;
- втрати у фідері дБ;
- чутливість (дБВт) та амплітудо-частотна характеристика приймача, дБ(f);
- допустиме захисне відношення для приймача, дБ

2. Характеристики місць розташування об'єктів РЕЗ:

- географічні координати місця розташування РЕЗ, градуси, хвилини, секунди;
- висота основи РЕЗ над рівнем моря, м;
- висота підвісу антени над рівнем Землі, м.
- значення ефективної висоти, ступеня нерівності, кута просвіту місцевості для різних азимутальних напрямків;

3. Характеристики місцевості:

- висоти над рівнем моря;
- покриття (вода, рослинність тощо) та тип забудови місцевості.

Загальний опис методики

Запропонована методика передбачає використання моделі розрахунку, що містить парну і групову оцінку при простій логіці взаємного впливу РЕЗ в угрупованні, яка заснована на імовірнісному (статистичному) підході до оцінки [1]. Проста логіка припускає, що кожен з пристроїв у групі можна розглядати як функціонально незалежний від інших засобів. Запропонована методика може використовуватись при ЧТП для оцінки можливості застосування частотних присвоєнь.

Розрахунок ЕМС РЕЗ виконується в наступному порядку:

вибір РЕЗ по територіальній ознаці, які розміщені в межах обмеженої зони дослідження;

добір з РЕЗ, обраних по територіальній ознаці, що потенційно можуть заважати новому частотному присвоєнню РЕЗ по частотній ознаці:

- визначення можливих джерел завад по основному каналу;
- визначення можливих джерел завад по першому сусідньому каналу;
- визначення можливих джерел завад інтермодуляції 3-го порядку;
- розрахунок рівня завад на вході приймача:
 - по основному каналу;
 - по першому сусідньому каналу;
 - інтермодуляції 3-го порядку;

аналіз отриманих результатів і ухвалення рішення за результатами розрахунків про можливість частотного присвоєння з урахуванням впливу множинної завади або необхідності вибору іншої частоти. Для оптимізації розрахунків пропонується аналіз ЕМС проводити в два етапи: попередній та детальний. На попередньому етапі проводиться попередній відбір та аналіз ЕМС для визначених частот. При детальному аналізі проводиться розрахунок ЕМС з урахуванням впливу побічних випромінювань, можливостей блокування приймача та впливу інтермодуляційних складових завад.

1. Визначення критеріїв оцінки ЕМС РЕЗ. Основним критерієм для визначення електромагнітної сумісності РЕЗ визначається *енергетичний критерій*, який виражається відношенням сигнал/(шум+завада) при заданих показниках якості, що представляється у вигляді коефіцієнта ослаблення завад (коефіцієнта втрат) при вирішенні задач ЕМС РЕЗ [4]:

$$\frac{P_c}{P_3} = A(\Delta f) = A_0 K_{\text{чв}}(\Delta f), \quad (1)$$

де $A(\Delta f)$ – захисне відношення при заданій частотній розлад Δf між корисним сигналом і завадою для визначеного відсотку часу; A_0 – захисне відношення по суміщеному каналу для визначеного відсотку часу; $K_{\text{чв}}(\Delta f)$ – коефіцієнт, який характеризує ослаблення завади в залежності від частотного розладу між корисним сигналом і завадою; P_c – потужність корисного сигналу на вході приймача, який зазнає впливу завад.

Для цифрових систем додатковим критерієм ЕМС є допустима величина *вірогідності помилок* $P_{\text{пом}}$, яка не повинна перевищувати визначене значення протягом відповідного відсотку часу любого місяця року при необхідному захисному відношенні $A_0(P_{\text{пом}})$.

2. Визначення загальних втрат розповсюдження радіохвиль. Загальні втрати в радіолініях визначаються як відношення потужності сигналу на виході передавача до потужності сигналу на вході приймача у реальних умовах розміщення устаткування і розповсюдження радіохвиль. Потужність завади на вході приймача може бути визначена [5]:

$$P_z = P_{\text{прд}} - L_{\Sigma}, \quad (2)$$

де $P_{\text{прд}}$ – потужність передавача, L_{Σ} – сумарні втрати в радіолінії, що визначаються:

$$L_{\Sigma} = L_{\text{прд}} - G_{\text{прд}}(\alpha) + L_{\text{прм}} - G_{\text{прм}}(\alpha) + L_{\text{розп}} + K_{\text{чв}}(\Delta f) + L_{\text{пол}}, \quad (3)$$

де $L_{\text{прд}}$ – втрати в тракці між передавачем і передавальною антеною, $G_{\text{прд}}(\alpha)$ – коефіцієнт підсилення антени передавача в напрямку приймача, $L_{\text{прм}}$ – втрати в тракці між приймальною антеною і приймачем, $L_{\text{розп}}$ – втрати за рахунок розповсюдження на трасі, $K_{\text{чв}}(\Delta f)$ – коефіцієнт частотної вибірконості приймача, $L_{\text{пол}}$ – поляризаційні втрати.

3. Розрахунок послаблень радіосигналів за рахунок розповсюдження. Розрахунок послаблень радіосигналів за рахунок розповсюдження в діапазонах істотно залежить від конкретного профілю траси. Так, у випадку відкритої траси втрати за рахунок розповсюдження ($L_{\text{вт}}$) розраховуються як втрати для вільного простору відповідно до формули:

$$L_{\text{вт}} = 32,5 + 20 \cdot \lg(f) + 20 \cdot \lg(d), \quad (4)$$

де f – частота, МГц; d – протяжність траси, км.

При закритій або напівзакритій трасі в залежності від діапазону частот та інших вихідних даних розрахунки проводяться відповідно рекомендаціям МСЕ-R P.526, P.370, P.1546, P.452[4].

4 Урахування характеристик та спрямованості антен при розрахунку параметрів ЕМС. Параметри та діаграми спрямованості (ДС) антен, які входять у вирази для розрахунку параметрів ЕМС РЕЗ, найбільш вірогідно визначаються на підставі виміру електродинамічних параметрів антен в конкретному місці установки. Однак при аналізі параметрів ЕМС РЕЗ таких даних найчастіше не існує. Тому для розрахунку ДС пропонується використовувати або аналітичні вирази (відомі з теорії антен та рекомендацій МСЕ), або вирази, що представляють собою апроксимації статистично усереднених ДС антен [4]. Діаграми спрямованості антен (ДСА) описуються в двох площинах – горизонтальній і вертикальній. Коефіцієнт підсилення антени в напрямку точки спостереження визначається, виходячи з коефіцієнта підсилення антени і нормованого значення ДСА для кожної площини:

$$G(\theta, \varphi) = G_0 - \sqrt{F(\theta)^2 + F(\varphi)^2}, \quad (5)$$

де $G(\theta, \varphi)$ – коефіцієнт підсилення антени в напрямку точки спостереження (дБ); G_0 – коефіцієнт підсилення антени в напрямку максимуму випромінювання (дБ); $F(\varphi)$ – нормоване значення ДСА в горизонтальній площині в напрямку точки спостереження (дБ); $F(\theta)$ – нормоване значення ДСА у вертикальній площині в напрямку точки спостереження (дБ).

5 Визначення коефіцієнта частотної вибірконості приймача. Коефіцієнт частотної вибірконості приймача визначає частку завади, що попадає в смугу пропускання приймача і визначається [2, 7]:

$$K_{\text{чв}}(\Delta f) = 10 \lg \frac{\int_0^{\infty} P(f) df}{\int_0^{\infty} P(f) (H(f + \Delta f))^2 df}, \quad \Delta f = f_{\text{прд}} - f_{\text{прм}}, \quad (6)$$

де $P(f)$ – спектральна маска передавача, $H(f)$ – частотна характеристика ППЧ приймача, $f_{\text{прд}}$, та $f_{\text{прм}}$ – центральні частоти передавача та приймача.

Етапи методики.

Загальний алгоритм проведення частото присвоєння та аналізу ЕМС для РЕЗ рухомих радіослужби (рис.1) містить:

1. Введення початкових даних.
2. Вибір вільної частоти f_{new} в межах розрахункової зони.
3. Вибір діючих РЕЗ в межах розрахункової зони. Вибираються станції, які знаходяться в подвійному радіусі зони обслуговування станції d , для якої визначається частота (рис 2.). Зона обслуговування визначається відповідно до стандарту для даного виду зв'язку і діапазону частот [5].

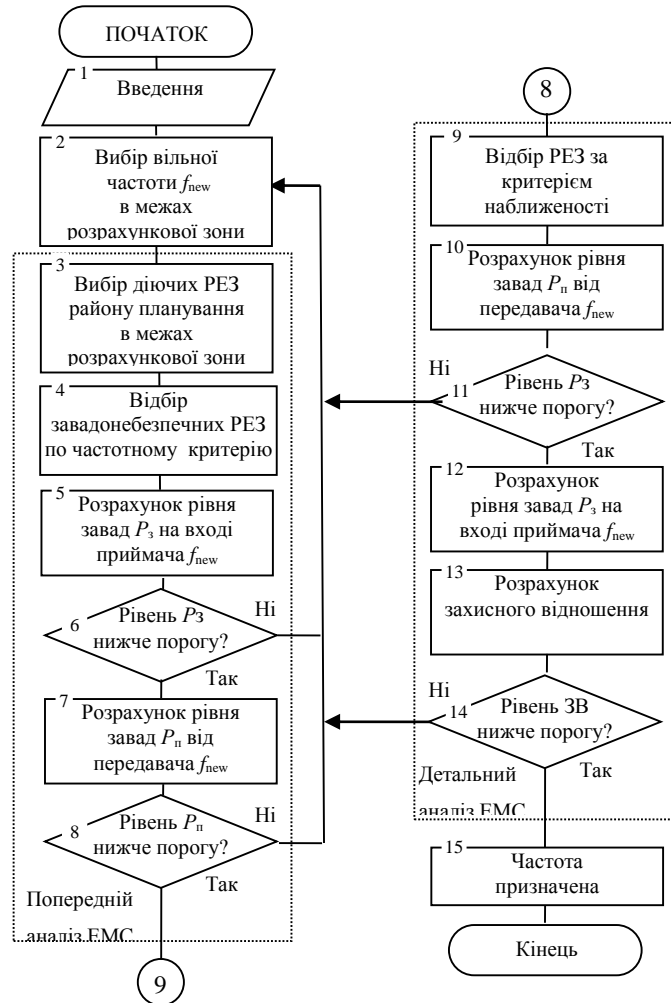


Рис.1.

4. Відбір заводо небезпечних РЕЗ по частотному критерію проводиться на основі аналізу заводових ситуацій. Базова станція (БС), для якої проводиться частотне планування, разом з мобільною станцією (МС), можуть створювати завади іншим базовим або рухомих станціям, а також зазнавати від них. Тому можуть виникати такі заводові ситуації, які вимагають наступних різних способів розрахунку.

Базова станція $БС_i$ створює завади іншій базовій станції $БС$. Для визначення відношення сигнал/завада джерело сигналу МС визначається на максимально можливій відстані від БС в межах зони обслуговування (рис.3). Тоді очікуваний корисний сигнал P_k і завада P_3 будуть визначатись:

$$P_k = P_{MC} - L_{\Sigma}, \quad P_3 = P_{BC_i} - L_{\Sigma_i}$$

де P_{MC} – потужність передавача рухомої станції, P_{BC_i} – потужність передавача базової станції, яка заважає; L_{Σ} – сумарні втрати розповсюдження сигналу, L_{Σ_i} – сумарні втрати розповсюдження завади.

Базова станція BC_i створює завади мобільній станції MC . Для визначення відношення сигнал/завада рівень прийому рецептора завад MC визначається на лінії, що з'єднує базові станції, на максимальній відстані від джерела сигналу BC і на мінімальній відстані від джерела завади BC_i у межах своєї зони обслуговування (рис.4). Очікуваний корисний сигнал P_k і завада P_3 будуть визначатись:

$$P_k = P_{BC} - L_{\Sigma}, P_3 = P_{BC_i} - L_{\Sigma_i}$$

де P_{BC} – потужність передавача базової станції.

У випадку якщо зона обслуговування невідома і неможливо визначити рівень очікуваного корисного сигналу, від приймається рівним чутливості MC .

Мобільна станція MC_i створює заваду BC . Для визначення відношення сигнал/завада джерело сигналу MC визначається на максимальній відстані від базової станції BC , а джерело завад MC_i визначається на лінії, що з'єднує базові станції, на максимальній відстані від джерела сигналу BC і на мінімальній відстані від джерела завади BC_i у межах своєї зони обслуговування (рис.5). Тоді очікуваний корисний сигнал P_k і завада P_3 будуть визначатись:

$$P_k = P_{MC} - L_{\Sigma}, P_3 = P_{MC_i} - L_{\Sigma_i}$$

де P_{MC_i} – потужність передавача мобільної станції завади.

У випадку якщо зона обслуговування невідома і неможливо визначити рівень очікуваного корисного сигналу, він приймається рівним чутливості базової станції.

Мобільна станція MC_i створює заваду іншій мобільній станції MC . Для визначення відношення сигнал/завада рівень сигналу на вході рецептору завад MC визначається на максимальній відстані від джерела сигналу BC і на мінімальній відстані від джерела завади MC_i в межах своєї зони обслуговування (рис. 6). Тоді очікуваний корисний сигнал P_k і завада P_3 будуть визначатись:

$$P_k = P_{BC} - L_{\Sigma}, P_3 = P_{MC_i} - L_{\Sigma_i}.$$

У випадку коли зона обслуговування невідома і неможливо визначити рівень очікуваного корисного сигналу, від приймається рівним чутливості рухомої станції

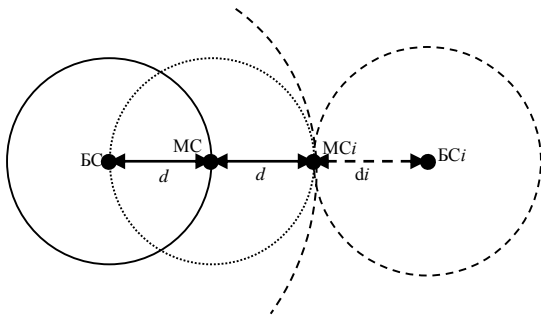


Рис. 2

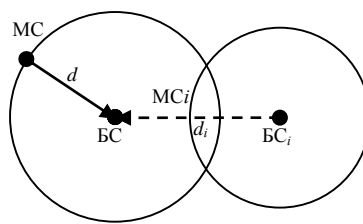


Рис. 3

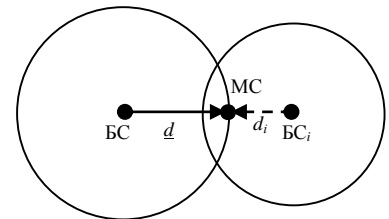


Рис. 4

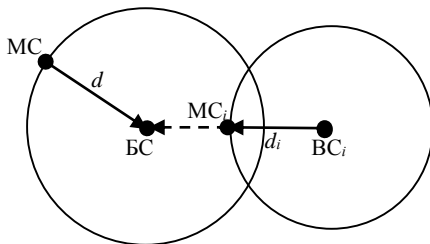


Рис. 5

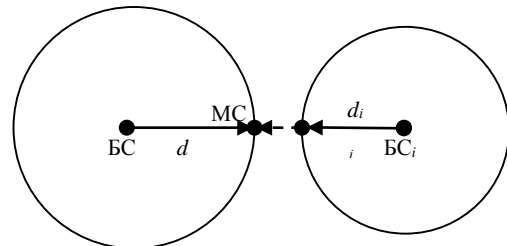


Рис. 6

5. Розрахунок рівня завад P_z на вході приймача по основному і сусідньому каналах визначається за формулами (2)-(6) для всіх випадків, визначених в п.4 коли станція, що планується, є станцією приймачем(передавачем) корисного сигналу. У випадку декількох станцій, що заважають, для визначення сумарної завади пропонується використовувати метод складання потужностей [8]:

$$E = 20 \lg \sum_{i=1}^n 10^{\frac{E_i}{20}},$$

де E_i – значення напруженості поля для кожного з джерел завад, n – число джерел завад, E – ефективне значення сумарної завади.

6. Аналіз отриманих результатів попереднього розрахунку містить розрахунок відношення сигнал/завада для кожного виду завад. Якщо відношення сигнал/завада нижче визначеного захисного відношення (1), здійснюється вибір наступної вільної частоти (п.2).

7. Розрахунок рівня завад від передавача аналогічний п.5 для випадків, визначених в п.4 коли завадою є станція, що планується.

8. Аналіз отриманих в п.7 результатів попереднього розрахунку містить розрахунок відношення сигнал/завада. Якщо відношення сигнал/завада нижче визначеного захисного відношення (1), здійснюється вибір наступної вільної частоти (п.2), інакше здійснюється перехід до детального аналізу.

9. Здійснюється відбір РЕЗ за критерієм наближеності. Для подальших розрахунків обираються РЕЗ в межах радіусу зони обслуговування.

10. Проводиться розрахунок можливих завад від відібраних в п.9 станцій по сусіднім та дзеркальним каналам, завадам на гармоніках та інтермодуляційним завадам. Розрахунок сумарної завади P_{Σ} для кожної станції в межах визначеної зони проводиться відповідно методиці [9] і містить наступні етапи:

розрахунок (вимір) величин і форм спектрів завад на вході приймача.

розрахунок сумарної потужності завад на вході підсилювача радіочастоти.

визначення сполучень завад, які формують на виході підсилювача радіочастоти продукти інтермодуляції на частотах основного та дзеркального каналів.

визначення величин і форм спектрів продуктів інтермодуляції на виході підсилювача радіочастоти.

визначення сумарної потужності продуктів інтермодуляції на виході фільтра ПЧ.

порівняння розрахованих значень сумарних потужностей завад із допустимими:.

$$P_n < P_{\text{пд}} \quad \text{та} \quad (7)$$

$$P^i < P_R - A_0, \quad (8)$$

де P_n (P_n) – сумарний (допустимий) рівень завад на вході приймача, P^i – сумарний рівень інтермодуляційних складових завад; P_R – чутливість приймача; A_0 – захисне відношення.

При одночасному виконанні умов (7)-(8) робиться висновок про виконання умов ЕМС відносно розглянутого приймача по блокуванню та інтермодуляції. При невиконанні кожної з нерівностей (7)-(8) робиться вивід про невиконання відповідних умов ЕМС.

11. Якщо нове частотне присвоєння призводить до перевищення порогу сумарною завадою, здійснюється перехід до вибору нової частоти (п.2).

12. Окремо проводиться аналіз об'єктові електромагнітної сумісності для приймача РЕЗ, що планується, відповідно методиці [9] (аналогічно п.10).

13. Визначається необхідне захисне відношення для приймача РЕЗ, що планується, з урахуванням частотної вибіркової приймача відповідно (1) та (6).

14. При перевищенні сумарною завадою визначеного рівня порогу для завад, здійснюється перехід до вибору нової частоти (п. 2).

15. Робиться позитивний висновок про можливість частотного призначення.

Висновок

Запропонована методика базується на сучасних рекомендаціях Міжнародного союзу електрозв'язку. Особливістю методики є її орієнтація на практичну реалізацію для отримання комплексного рішення задачі аналізу електромагнітної сумісності засобів зв'язку рухомої радіослужби спеціального призначення.

Особливістю методики також є зменшення складності розрахунків шляхом поділення аналізу на два етапи – попередній та детальний. На попередньому етапі здійснюється вибір і аналіз ЕМС РЕЗ за частотно-територіальною ознакою.

На етапі детального аналізу проводяться розрахунки ЕМС з урахуванням можливого впливу побічних та інтермодуляційних випромінювань, а також можливості блокування приймачів при розташуванні групи РЕЗ в обмеженому просторі.

Також запропонована методика передбачає зменшення обсягу складних розрахунків для окремих складових (часткових) задач аналізу ЕМС, які вимагають надлишок точних вихідних даних (щодо параметрів устаткування, рельєфу, параметрів розповсюдження радіохвиль тощо), при відсутності частини яких (або зниженні їх точності) складні розрахунки за запропонованими МСЄ методиками можуть привести до неприйнятних результатів.

На основі запропонованої методики проводиться розробка алгоритмів та спеціального програмного забезпечення (ПЗ) аналізу ЕМС РЕЗ для подальшого використання спеціальними користувачами РЧР України.

В подальших дослідженнях пропонується удосконалити методику та відповідні алгоритми для врахування особливостей та характеристик окремих РЕЗ спеціального призначення.

ЛІТЕРАТУРА

1. Седельников Ю.В. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. – Казань. ЗАО „Новое знание”, 2006. – 304 с.
2. Бузов А.Л. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем / Под редакцией Быховского М.А. – М.: Эко-Трендз. – 2006. – 376 с.
3. Регламент радиосвязи. Международный союз электросвязи. – Женева, 2012.
4. Коваленко І.Г. Методика аналізу електромагнітної сумісності засобів радіозв'язку фіксованої радіослужби спеціального призначення // Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ „КПІ”, 2014. – № 1. – С. 21 – 29.
5. Recommendation ITU-R P.341-5. The concept of transmission loss for radio links.
6. Recommendation ITU-R SM.337-6. Frequency and distance separations.
7. Теорія і практика управління використанням радіочастотного ресурсу/ За ред. В.Г.Кривуци та Т.М.Наритника. – К.:ДУІКТ, 2012.
8. Иванов В.А. Электромагнитная совместимость РЭС. К. – Техніка, 1983.
9. Коваленко І.Г. Методика аналізу об'єктової електромагнітної сумісності засобів зв'язку // Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ "КПІ", 2013. – № 2. – С. 28 – 33.

АНАЛІЗ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ РІШЕНЬ ЗАСТОСОВАНИХ В СИСТЕМАХ ФАЗОВОЇ АВТОПІДСТРОЙКИ ЧАСТОТИ (ФАПЧ) СУЧАСНИХ РАДІОТЕХНІЧНИХ ПРИСТРОЇВ

У статті представлено застосування системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) в сучасних радіотехнічних пристроях. Розглянуто принцип роботи і основні властивості системи ФАПЧ. Деталізовано показано передавальні функції системи ФАПЧ на основі сучасної елементної бази. Введено поняття статичної та астатичної помилки слідкуючої системи.

Лебедь Є.В. Анализ функциональных решений примененных в системах фазовой автоподстройки частоты современных радиотехнических устройств. В статье представлено применение системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) в современных радиотехнических устройствах. Рассмотрен принцип работы и основные свойства системы ФАПЧ. Детализированно показаны передаточные функции системы ФАПЧ на основе современной элементной базы. Введено понятие статичной и астатической ошибки следящей системы.

E. Lebed Analysis functional decisions of applied is in systems of phase locked loops of modern radiotechnical devices. In the article application of the system of Phase Locked Loops of frequency is presented in modern radiotechnical devices. Principle of work and basic properties of the system PLL are considered. The transmission functions of the system PLL are gone into detail shown on the basis of modern element base. The concept of static and astatic error of the tracker system is entered.

Ключові слова: система фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ, астатизм).

Вступ

Система ФАПЧ (система фазового автопідстроювання частоти є системою автоматичного регулювання (слідкуючою системою), частота налаштування якої визначається частотою керуючого сигналу, а сигналом розузгодження є різниця фаз керуючого сигналу і сигналу зворотнього зв'язку. У зв'язку з тим, що налаштування здійснюється по різниці фаз, система є астатичною по відношенню до частоти: в сталому режимі частота налаштування дорівнює частоті керуючого сигналу. За певних умов система ФАПЧ може бути астатичною і по фазі. Разом з основною властивістю автопідстроювання, система ФАПЧ має властивість фільтрації і функціонує, незалежно від функціонального призначення, як слідкуючий поліноміальний фільтр. Система ФАПЧ є системою з багатофункціональними можливостями і використовується для частотної модуляції і демодуляції, частотної фільтрації (у тому числі, фільтрації модулюючої функції частоти), множення і перетворення частоти, виділення опорного коливання для когерентного детектування та ін. Система ФАПЧ може бути аналоговою, імпульсною, цифровою або комбінованою (аналого-імпульсною, імпульсно-цифровою і так далі). У аналоговій системі ФАПЧ діє безперервний сигнал, що характеризується миттєвими значеннями параметрів в кожен момент часу. У імпульсній системі параметри сигналу характеризуються дискретними значеннями, які можуть бути миттєвими або інтервальними. Імпульсним сигналом з миттєвими відліками є, наприклад, прямокутний сигнал (типу „меандр”) керованого генератора, що характеризується миттєвими значеннями частоти в точках зміни рівнів. Імпульсним з інтервальними відліками є, наприклад, сигнал імпульсного фазового детектора (ФД), тривалість імпульсів якого визначається вимірюваним фазовим інтервалом. Інтервальний імпульсний сигнал може бути причиною тимчасових і інших видів спотворень. У цифровій системі ФАПЧ використовується, відповідно, цифровий сигнал, що є дискретним потоком даних, який визначається значеннями квантованих відліків аналогового сигналу і виражених цифровим кодом. Квантовані відліки цифрового сигналу також можуть бути як миттєвими, так і інтервальними.

Дані системи ФАПЧ знаходять широке застосування в мікроелектронних компонентах, виготовлених відомими фірмами. Так, наприклад, фірма Analog Devices використовує систему ФАПЧ :

– у одно - і двоканальних синтезаторах ADF410x/1x/5x і ADF420x/1x/5x типів „Integer-N” і „Fractional-N” з програмованими (перебудовуваними) частотами до 3,7 ГГц [4];

– для множення тактової частоти в ЦАП серії TxDAC+ AD9751/3/5 (300 МГц), AD9772/4 (400/128 МГц), в цифрових (DDS) синтезаторах-модуляторах AD9852/4 (300 МГц) і модуляторах AD9853/6 (168/200 МГц);

– для множення частоти в $k = 2N/n$ раз, де n – ціле число з ряду 1, 2, ... $2N/2,5$, – з DDS - синтезаторами AD9850/1/2/4 в якості дільників частоти в ланцюзі зворотного зв'язку (наприклад, при $N = 48$ і максимальній частоті після множення 300 МГц при використанні AD9852);

– в якості частотного модулятора, поєднаного з синтезатором частот, і частотного демодулятора, поєднаного з перетворювачем частоти, – в мікросхемі приймача AD6411 системи DECT;

– в якості квадратурного модулятора, поєднаного з квадратурним перетворювачем частоти, – в мікросхемі приймача AD6523, спільно з синтезатором AD6524 (також на базі ФАПЧ), – в системах GSM і DCS [5];

– в якості джерела опорної частоти з квадратурним виходом для демодулятора в мікросхемі приймача AD6432 системи GSM.

Фірма Texas Instruments використовує систему:

– у двох – і трьохканальних синтезаторах частот TRF2020 – до 0,25, 0,25 і 1,2 ГГц, TRF2050 – до 0,25 і 1,2 ГГц, TRF2052 – до 0,15 і 2,0 МГц і TRF3040, модулятором, що являється також, – до 0,2 і 2,0 ГГц;

– для синтезу сигналів опорної частоти для модуляторів в мікросхемах TRF3040 і TRF3520;

– для множення тактової частоти в цифрових сигнальних процесорах TMS320C54x, TMS320C62x, TMS320C67x і TMS320VC33.

Фірма Motorola (Semiconductor Product Sector) використовує систему в двоканальних синтезаторах частот MC145181 (до 550 і 60 МГц), MC145225 (до 1,2 і 0,55 ГГц), MC145230 (до 2,2 і 0,55 ГГц) та ін., призначених для апаратури радіозв'язку різних систем.

Фірма Gran – Jansen AS (Норвегія) використовує систему ФАПЧ в приймачі GJRF400 (GJRF10), працюючому в діапазоні частот 300-500 МГц, для синтезу опорного коливання і для аналогової частотної модуляції [6].

Метою роботи є дослідження функціональних рішень застосованих в системах фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ) сучасних радіотехнічних пристроїв.

Відповідно до поставленої мети необхідно вирішити наступні питання:

– дослідити систему фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ).

– визначити статичні та астатичні помилки систем фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ)

– визначити напрямок подальшої роботи.

Виклад основного матеріалу

Структурна схема системи фазового автопідстроювання частоти

Структурна схема системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) показана на рис. 1.



Рис 1: Основна схема системи ФАПЧ

До складу системи входить фазовий детектор, що є помножувачем з коефіцієнтом підсилення K_d , петлевий фільтр $F(s)$, який формує напругу (чи сигнал помилки) $e(t)$ і генератор керований напругою (ГКН).

Генератор керований напругою (ГКН) і його властивості

Слідкуючий контур фазового автопідстроювання частоти повинен постійно вести супровід вхідного сигналу по фазі. Відповідно, генератор, що входить до складу контура повинен перебудовуватися по фазі. Для цього розроблені генератори керовані напругою (ГУН), (voltage – controlled oscillator „VCO”), миттєва частота сигналу на виході яких залежить від керуючої напруг, як це показано на рис. 2.



Рис. 2: Генератор керований напругою

На вході генератора керуюча напруга (сигнал помилки) $e(t)$, а на виході сигнал, повна фаза $\Phi(t)$ якого дорівнює:

$$\Phi(t) = \omega_0 t + K_0 \int_0^t e(t) dt \quad (1)$$

Тоді миттєва частота на виході генератора $\omega(t) = \frac{d\Phi}{dt} = \omega_0 + K_0 e(t)$ є похідною від повної фази і пропорційна керуючій напрузі $e(t)$, K_0 – коефіцієнт пропорційності.

На рисунку 3 показаний приклад залежності миттєвої частоти на виході ГКН від керуючої напруги $e(t)$.

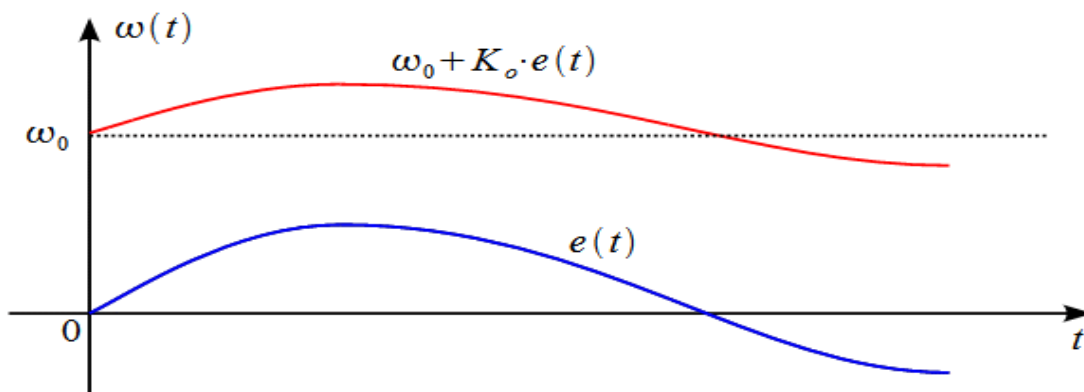


Рис 3: Миттєва частота на виході ГКН

Аналіз структурної схеми системи ФАПЧ

Розглянемо структурну схему показану на рис 1. Для спрощення введемо наступне позначення:

$$\psi(t) = K_0 \int_0^t e(t) dt \quad (2)$$

тоді сигнал на виході ГКН дорівнює $\cos(\omega_0 t + \psi(t))$, а сигнал на виході фазового детектора :

$$\begin{aligned}
 v(t) &= K_d \sin(\omega_0 t + \psi(t)) \cos(\omega_0 t + \psi(t)) = \\
 &= \frac{K_d}{2} \sin(2\omega_0 t + \phi(t) + \psi(t)) + \frac{K_d}{2} \sin(\phi(t) - \psi(t))
 \end{aligned}
 \quad (3)$$

Сигнал на виході фазового детектора є сумою сигналу на подвійній частоті $2\omega_0$ і сигналу який залежить від різниці фаз вхідного сигналу і ГКН. Петлевий фільтр являє собою ФНЧ, який подавляє сигнал на подвійній частоті, тоді на виході петлевого фільтру отримаємо сигнал $e(t)$:

$$e(t) = \frac{K_d}{2} \sin(\phi(t) - \psi(t)) = \frac{K_d}{2} \sin(\Delta\phi(t)) \quad (4)$$

Керуючий сигнал на виході петлевого фільтру пропорційний синусу різниці фаз прийнятого і опорного сигналів.

Астатичний режим системи ФАПЧ

Система ФАПЧ може бути статичною або астатичною (у останньому випадку, з астатизмом 1-го або вищих порядків). Статична система ФАПЧ працює з фазовою помилкою на вході ФД (у сталому режимі). Їй пропорційна вихідна напруга ФД, що є керуючою для ГКН (з урахуванням K_ϕ фільтру Ф).

На відміну від статичної, астатична система ФАПЧ працює з помилкою, рівною нулю, але при цьому напруга на вході ГКН дорівнює тій же величині, яка потрібна для отримання частоти на його виході, рівній частоті на вході системи ФАПЧ. Це забезпечується застосуванням в якості Ф інтегруючого фільтру. Середнє значення його вихідної напруги є інтегралом вихідної напруги ФД.

Після накопичення необхідної величини напруги на виході Ф фазова помилка, в результаті автопідстроювання, зводиться до нуля. У перехідному режимі, при зміні частоти на вході системи ФАПЧ, з'являється фазова помилка, що викликає перебудову системи. У простому випадку використовується інтегруючий фільтр 1-го порядку, який забезпечує в системі астатизм, того ж, 1-го, порядку (у системі ФАПЧ 2-го порядку). Можливе застосування фільтрів вищих порядків, що забезпечують, залежно від схеми побудови, підвищення порядку астатизму або додаткову фільтрацію.

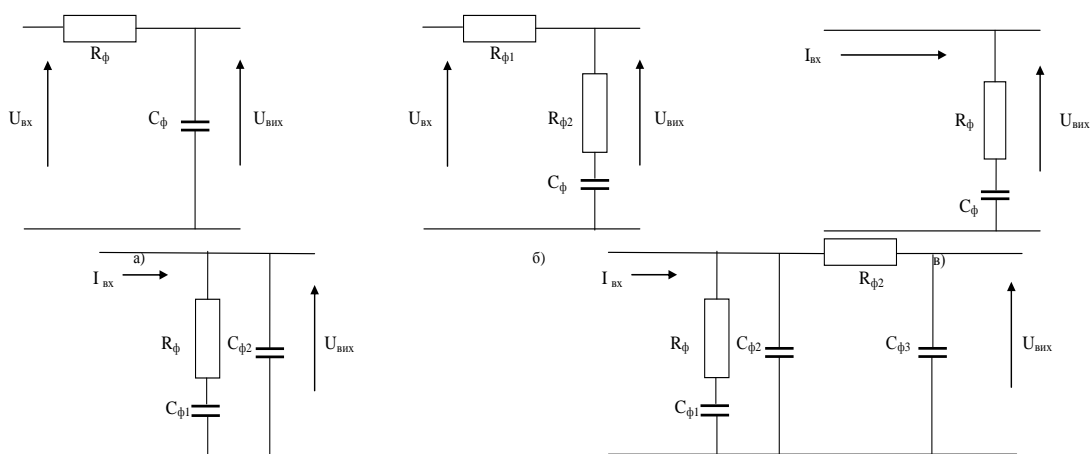


Рис. 4 Схема фільтрів : а) інерційного б) пропорційно-інерційний в) пропорційно-інтегруючий 1 –го порядку г) 2-го порядку д) 3-го порядку.

Простим інтегруючим фільтром є пропорційно-інтегруючий RC – ланцюг (рис. 4, в), підключений до джерела сигналу, що є джерелом струму (з нескінченно великим вихідним опором). Інтегрування здійснює конденсатор. На ньому – напруга, пропорційна інтегралу

вхідної напруги фільтру, а на резисторі – пропорційне вхідній напрузі. Останній потрібний для забезпечення стійкості системи ФАПЧ. Резистор так само, як і конденсатор, впливає на частотні властивості системи. Під інтегруючим фільтром розуміємо ланцюг, що має властивість не лише фільтрації, але і інтеграції, а під пропорційно-інтегруючим – інтегрування пропорційній передачі сигналу і фільтрації. Пропорційно-інтегруючий ланцюг (рис. 4, в) також називають фільтром. Звичайний фільтр – це ланцюг, що забезпечує фільтрацію без запам'ятовування. Його можна вважати „інерційним” фільтром (мал. 4, а). На рис. 4, б приведена схема фільтру, який, відповідно, є пропорційно-інерційним. А на рис. 2, г, д приведені схеми пропорційно-інтегруючих фільтрів, які додатково містять ланцюги інерційної фільтрації.

Передавальна функція ланцюга за схемою на рис. 4, в описується в даному випадку:

$$K_{\phi} = R_{\phi};$$

$$K_{\phi}(p) = 1 + \frac{1}{p\tau_{\phi}} = \frac{1 + p\tau_{\phi}}{p\tau_{\phi}} \quad (5)$$

де $\tau_{\phi} = R_{\phi}C_{\phi}$ (при цьому $K_{\phi}(p)$ і K_{ϕ} мають розмірність опору, а $K_{\phi d}$ – А/рад). Відмітимо наступну особливість. Якщо для ланцюга на рис. 4,а постійна часу τ_{ϕ} – це параметр, що характеризує її інерційні властивості, то для ланцюга на рис. 4,б – умовний параметр, оскільки напруга, що знімається з R_{ϕ} і C_{ϕ} , є незалежною.

Передавальна функція системи ФАПЧ з вказаним фільтром описується наступним чином:

$$K_{\text{фач}}(p) = \left(\frac{1 + p\tau_{\phi}}{1 + p\tau_{\phi} + p^2\tau_0\tau_{\phi}} \right) = \left(\frac{1 + \frac{p}{\Omega_0 Q}}{\left(1 + \frac{p}{\Omega_0 Q} \right) + \frac{p^2}{\Omega_0^2}} \right) \quad (6)$$

Основна відмінність полягає в тому, що другий член полінома в знаменнику (головного полінома передавальної функції) визначається постійною часу τ_{ϕ} , а не τ_0 , у зв'язку з чим

$$Q = \sqrt{\left(\frac{\tau_{\phi}}{\tau_0} \right)}; \sigma_{1,2} = -\frac{1}{2\tau_0} \quad (7)$$

В порівнянні із статичною системою ФАПЧ можна сказати, що постійні часу τ_0 і τ_{ϕ} „помінялися місцями”, внаслідок чого τ_0 має ті властивості, які мала τ_{ϕ} в статичній системі. Відмінністю функції (6) є також і те, що в чисельнику додатково міститься член $p\tau_{\phi}$, що впливає на частотні властивості пристрою (у області частоти зрізу ФНЧ).

Застосування системи ФАПЧ

Фільтруючі властивості системи ФАПЧ

На рис. 5 приведена схема простого пристрою, що використовує систему ФАПЧ і призначеного для фільтрації нижніх частот (ФНЧ). Це ФНЧ для сигналу, є носієм інформації і фізичною величиною якого є частота. Вхідним на рис. 5 є керуючий сигнал на вході системи (на першому вході ФД), частота якого $\omega_{\text{вх}} = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{вх}}$, а вихідним – сигнал на виході ГКН з $\omega_{\text{вих}(p)} = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{вих}(p)}$, залежним від передавальної функції пристрою, аргументом якої є $p = j\Omega$, – комплексна частота.

В той же час Ω є частотою зміни частоти $\omega_{\text{вих}}$, тобто частотою модуляції, якщо вхідний сигнал, наприклад, модульований по частоті.

В даному випадку можна говорити про здатність системи ФАПЧ фільтрувати модулюючу функцію ЧМ сигналу.

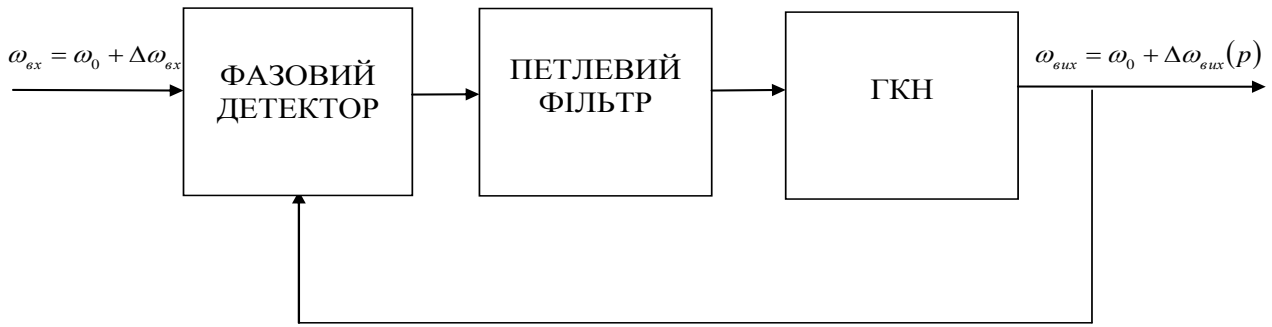


Рис. 5

У загальному вигляді передавальна функція пристрою за схемою на рис. 5, рівна

$$K_{\text{фанч}}(p) = \frac{\Delta\omega_{\text{вих}}(p)}{\Delta\omega_{\text{вх}}} = \frac{1}{\frac{1+p\tau_0}{k_{\phi}(p)}}, \quad (8)$$

де

$$\tau_0 = \frac{1}{K_{\text{ФД}} K_{\phi} K_{\text{ГКН}}} \quad (9)$$

– постійна часу системи ФАПЧ (без урахування $k_{\phi}(p)$), $K_{\text{ФД}}$ і $K_{\text{ГКН}}$ – коефіцієнти передачі ФД і ГКН. Причому $K_{\text{ФД}}$ – з розмірністю В/рад, а $K_{\text{ГКН}}$ – (рад/с)/В, якщо вихідними і вхідними величинами ФД і ГКН, відповідно, являється напруга. Фільтр Φ характеризується функцією:

$$K_{\phi}(p) = K_{\phi} k_{\phi}(p) \quad (10)$$

де K_{ϕ} – коефіцієнт передачі фільтру на „нульовій” частоті (якщо фільтр – ФНЧ), а $k_{\phi}(p)$ – його частотно-залежний множник (у операторній формі).

Передавальна функція безфільтрової (при $K_{\phi}(p) = 1$) системи ФАПЧ, згідно (8), рівна

$$K_{\text{фанч}}(p) = \frac{1}{1+p\tau_0}, \quad \text{де } \tau_0 = \frac{1}{K_{\text{ФД}} K_{\text{ГКН}}}, \quad \text{і є функцією ФНЧ 1-го порядку. Відмітимо, що}$$

цей 1-й порядок обумовлений вказаною вище інтегральною залежністю фази від частоти. У загальному випадку порядок системи ФАПЧ визначається одиницею плюс порядок фільтру Φ .

На рис. 2 а, приведена схема простого фільтру 1-го порядку, для якого:

$$K_{\phi} = 1; k_{\phi}(p) = \frac{1}{1+p\tau_{\phi}} \quad (11)$$

де $\tau_{\phi} = R_{\phi}C_{\phi}$ – його постійна часу. Для системи ФАПЧ з вказаним фільтром, системою 2-го порядку, є

$$K_{\text{фавч}}(p) = \left(\frac{1 + p\tau_\phi}{1 + p\tau_\phi + p^2\tau_0\tau_\phi} \right) = \left(\frac{1 + \frac{p}{\Omega_0 Q}}{\left(1 + \frac{p}{\Omega_0 Q}\right) + \frac{p^2}{\Omega_0^2}} \right) \quad (12)$$

де

$$\Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_0\tau_\phi}}; Q = \sqrt{\frac{\tau_\phi}{\tau_0}} \quad (13)$$

– „власна” частота і добротність системи.

Як випливає з вираження (13), обидва постійні часи, τ_ϕ і τ_0 , впливають однаково на Ω_0 , але на Q по-різному: збільшення τ_ϕ збільшує добротність, а збільшення τ_0 зменшує її. Відмітимо по аналогії з електричною RLC – цепью, що, τ_ϕ і τ_0 еквівалентні $\tau_L = \frac{L}{C} i \tau_c = CR$ відповідно. У теорії фільтрів Ω_0 називають частотою двох комплексно-зв’язаних полюсів (на площині комплексної частоти $p = j\Omega$), а замість Q використовують параметр $\sigma_{1,2} = -\frac{\Omega_0}{2Q}$, що є їх координатою на цій площині. Для даного пристрою, згідно (13).

$$\sigma_{1,2} = -\frac{1}{2\tau_\phi}$$

Передавальна функція (12), а також інші, розглянуті нижче, є функціями поліноміальної фільтрації. Для деяких з них (без ускладнених поліномів в чисельнику) можуть бути використані апроксимації характеристик по Бесселю, Чебышеву, еліптична і т. д. Система ФАПЧ може бути складовою частиною пристрою, в якому здійснюється фільтрація, порядок якої перевищує порядок системи.

Синтезатори частот

Одно із застосувань системи ФАПЧ – в синтезаторах частот. На рис. 6, приведена структурна схема синтезатора, що містить додатково два дільника частоти „1/R” і „1/N” – з коефіцієнтами ділення R і N відповідно. Коефіцієнти ділення частоти можуть перемикатися, але в робочому режимі синтезатора вони постійні.

Відомі різновиди синтезаторів – типу „Integer-N” (з цілим коефіцієнтом ділення N) і типу „Fractional-N” (з дробовим).

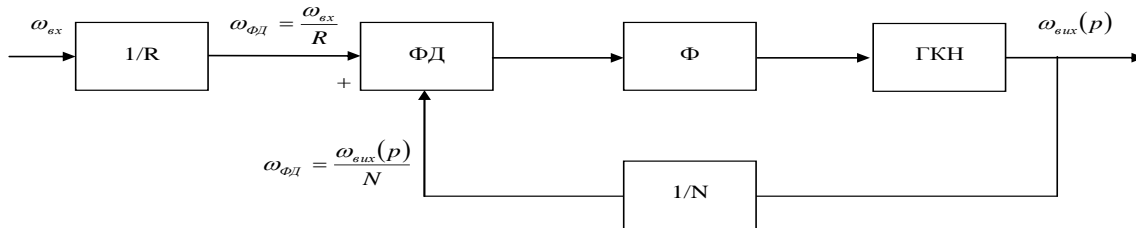


Рис.6

Частота на виході синтезатора (у сталому режимі)

$$\omega_{вих} = \frac{\omega_{вих} N}{R} = \omega_{ФД} N$$

де $\omega_{ФД} = \frac{\omega_{вх}}{R}$ – частота на вході ФД. Дискретність синтезатора (дискретність перебудови частоти)

$$\Delta\omega_{вих} = \omega_{ФД} \Delta N$$

де ΔN – дискретність перебудови коефіцієнта ділення N , яка рівна $\Delta N = 1$ і $\Delta N < 1$ для дільників з цілим і дробовим N відповідно. Наприклад, для синтезаторів ADF4107 і ADF4360 $\Delta N = 1$, а для ADF4153 $\Delta N = 0,0001$ (8).

Постійна часу синтезатора, на відміну від (9), рівна

$$\tau_0 = \frac{N}{K_{ФД} K_{\Phi} K_{ГКН}}$$

В результаті, коефіцієнт ділення N , який може досягати в синтезаторах типу „Integer-N” декількох десятків тисяч, підвищує їх інерційність.

А це призводить до збільшення часу перебудови синтезатора, що неприпустимо в режимі швидкого переключення частоти, використовуваного в апаратурі зв'язку. Але в синтезаторах типу „Fractional-N” коефіцієнт N і, відповідно, постійна часу τ_0 може бути в

$\frac{1}{\Delta N}$ разів менше. Це є істотною перевагою синтезаторів цього типу. Мабуть, що усунення

цього явища (підвищення інерційності) можливе і в синтезаторах типу „Integer-N”, якщо збільшити посилення в системі і, зокрема, послідовно з фільтром включити підсилювач, коефіцієнт посилення якого $K_{П}$ компенсуватиме негативну дію N :

$$\tau_0 = \frac{N}{K_{ФД} K_{\Phi} K_{П} K_{ГКН}} \approx \frac{1}{K_{ФД} K_{\Phi} K_{ГКН}}$$

Механізм забезпечення дробності N в синтезаторі типу „Fractional-N”. У ADF4153, в ланцюзі управління дільником, застосований сигма-дельта інтерполятор, вихідний сигнал якого є часовою послідовністю нулів („0”) і одиниць („1”), подібною до вихідної послідовності сигма-дельта модулятора (9).

Дробове число N отримують, як середнє значення двох комутованих (відповідно до даних, що програмує інтерполятор) цілих чисел N_0 і $N_1 = N_0 + 1$: значенню N_0 відповідає „0” у вказаній вихідній послідовності інтерполятора, а значенню N_1 – що керуюча „1”.

У синтезаторах використовуються фільтри в основному за схемою, зображеною на рис. 4, д, і, відповідно, реалізується астатичний режим роботи.

При цьому в синтезаторах типу „Integer-N” відсутній, як було показано вище, фазове розузгодження на вході ФД, а в синтезаторах типу „Fractional-N” воно є. Але це розузгодження „астатичного характеру”.

На ФД впливає змінна двохполярна фазова помилка, середнє значення якої дорівнює нулю (завдяки застосуванню пропорційно-інтегруючого фільтру і відслідкуванню фази).

При цьому, завдяки фільтруючим властивостям системи ФАПЧ, пульсації частоти на виході ГКН (фазовий шум), обумовлені вказаною фазовою помилкою на вході ФД, понижені до допустимого рівня.

Але пульсації можуть бути додатково зменшені, якщо на виході синтезатора включити фільтр за схемою рис. 4, а.

Частотний (амплітудно-частотний) фільтр.

На рис. 7 приведена схема фільтру на базі системи ФАПЧ.

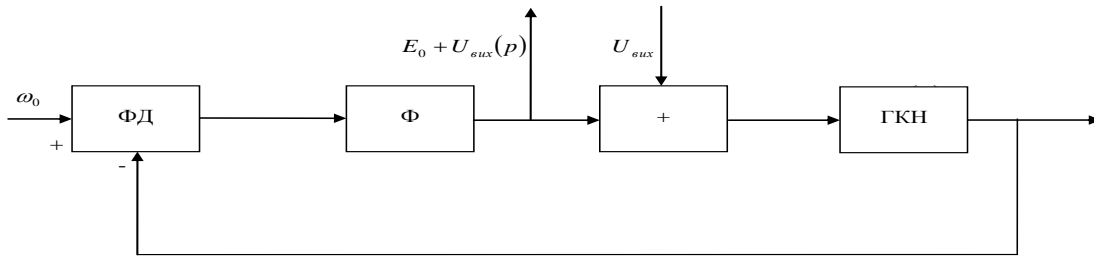


Рис. 7

Перед ГКН включений суматор, на один з входів якого подається вхідний сигнал U_{ex} , що підлягає фільтрації, а на іншій – сигнал зворотного зв'язку $E_0 + U_{вих}(p)$ з приростом $U_{вих}(p)$, обумовленим U_{ex} і вихідним сигналом, що являється. Передавальна функція фільтру

$$K_{AF}(p) = \frac{U_{вих}(p)}{U_{ex}} = \frac{1}{\left[\frac{1 + p\tau_0}{k_\Phi(p)} \right]} \quad (14)$$

Згідно (14), при подачі U_{ex} система ФАПЧ працює таким чином, що постійна складова, якщо вона є у складі U_{ex} , компенсується постійній складовій $U_{вих}(p)$, а змінна – з деяким частотно-залежним розузгодженням, обумовленим передавальною функцією. Смуга пропускання системи ФАПЧ повинна відповідати спектру U_{ex} (з урахуванням його розширення в „частотному” ланцюзі ГКН – ФД) і забезпечувати відстежування змін, обумовлених U_{ex} , а виникаюче розузгодження (наприклад, по фазі) має бути в межах можливостей ФД.

Фільтр розглядається в якості прикладу одного з можливих застосувань системи ФАПЧ. Зазвичай застосовуються відносно прості і такі, що мають вищі параметри широко відомі фільтри на операційних підсилювачах.

Частотний модулятор. Частота на виході ГКН пропорційна напрузі на його вході. Це дає можливість використовувати систему ФАПЧ як частотний модулятор. При цьому модулятором є ГКН, а система забезпечує слідування несучої ,роблячи її рівній частоті опорного колювання. Схема модулятора показана на рис. 8,

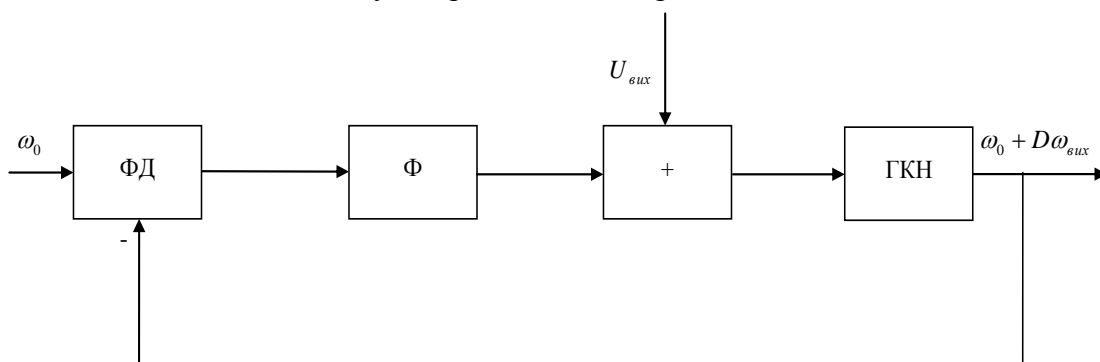


Рис. 8

а його передавальна функція рівна

$$K_{ЧМ}(p) = \frac{\Delta\omega_{вих}(p)}{U_{ex}} = K_{ГКН} \frac{1}{\left[\frac{1 + k_\Phi(p)}{p\tau_0} \right]} \quad (15)$$

Функція (15), що характеризується відношенням $\frac{k_{\Phi}(p)}{p\tau_0}$ (замість $\frac{p\tau_0}{k_{\Phi}(p)}$), є функцією фільтру верхніх частот (ФВЧ). В результаті, для модулятора з фільтром Φ , згідно (11)

$$K_{\text{ЧМ}}(p) = \frac{K_{\text{ГКН}}(p\tau_0 + p^2\tau_0\tau_{\Phi})}{1 + p\tau_0 + p^2\tau_0\tau_{\Phi}} \quad (16)$$

Функція (16) відрізняється від „стандартної” для поліноміального ФВЧ наявністю члена $p\tau_0$ в поліномі чисельника (подібно до наявності члена $p\tau_{\Phi}$ в (12)). Проте останнє не є обов’язковим, і для модулятора з фільтром, згідно (5)

$$K_{\text{ЧМ}}(p) = \frac{K_{\text{ГКН}}p^2\tau_0\tau_{\Phi}}{1 + p\tau_{\Phi} + p^2\tau_0\tau_{\Phi}}$$

Система ФАПЧ в даному модуляторі має бути більше низькочастотною, ніж у фільтрі за схемою рис. 4, а її частота $\Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_0\tau_{\Phi}}}$, близька до частоти зрізу ФВЧ, яка має бути в

області нижньої межі спектру модулюючого сигналу, тоді як аналогічна частота для ФНЧ знаходиться в області його верхньої межі. Спектр модулюючого сигналу знаходиться, відповідно, в смузі пропускання ФВЧ і не повинен мати складових в області нуля. При цьому, маючи обмеження знизу, спектр не обмежений згори. Проте в наступних пристроях (на виході модулятора) може бути здійснена смугова фільтрація частотно-модульованого сигналу.

Частотний демодулятор.

На рис. 9 приведена схема частотного демодулятора. ЧМ керуючий сигнал подається на вхід системи ФАПЧ, а той, що демодулюється знімається з виходу Φ .

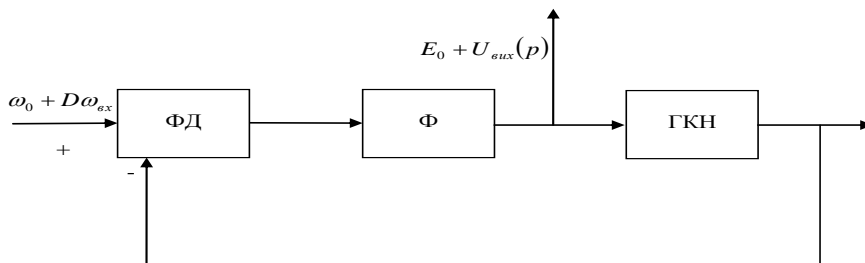


Рис. 9

Передавальна функція демодулятора є функцією ФНЧ

$$K_{\text{ФД}}(p) = \frac{U_{\text{вх}}(p)}{\Delta\omega_{\text{вх}}} = \left(\frac{1}{\frac{K_{\text{ГКН}}}{1 + p\tau_0} \cdot \frac{1}{k_{\Phi}(p)}} \right) \quad (17)$$

Відмітимо наступну особливість. Якщо в частотному модуляторі (рис. 8) система ФАПЧ забезпечує рівність несучої частоти, стабільній частоті опорного коливання, то в даному випадку, навпаки, демодулятор підлаштовується за допомогою системи ФАПЧ під частоту сигналу, що демодулюється.

У обох випадках „стабілізуюча” частота знаходиться на керуючому вході системи ФАПЧ.

З схем рис. 1 і 6 випливає, що вхідними і вихідними величинами в простій системі можуть бути напруга і зміна частоти.

Відповідно, можуть бути реалізовані чотири пристрої перетворення сигналу, які можна розглядати в якості основних. Це перетворювачі „напруга-напруга” (фільтр на рис. 4, а), „частота-частота” (фільтр на рис. 1, а), „напруга-частота” (частотний модулятор на рис. 4, б) і „частота-напруга” (частотний демодулятор на рис. 4, в).

У усіх чотирьох пристроях (в перших двох – за призначенням) здійснюється фільтрація сигналу відповідно до передавальних функцій (8), (14), (15) і (17). Після підстановки $k_{\phi}(p)$ передавальні функції конкретизуються, визначаючи параметри фільтрації і інші параметри системи ФАПЧ.

Можливості системи ФАПЧ не обмежуються вказаними основними пристроями. На їх базі будуються пристрої, які можна розглядати в якості похідних.

Прикладом є синтезатори частот, розглянуті вище і побудовані на базі пристрої „частота-частота”.

Комбіновані пристрої. Підвищуючий перетворювач частоти, з квадратурним модулятором .

На рис. 10 представлена спрощена схема підвищуючого перетворювач частоти, з квадратурним модулятором .

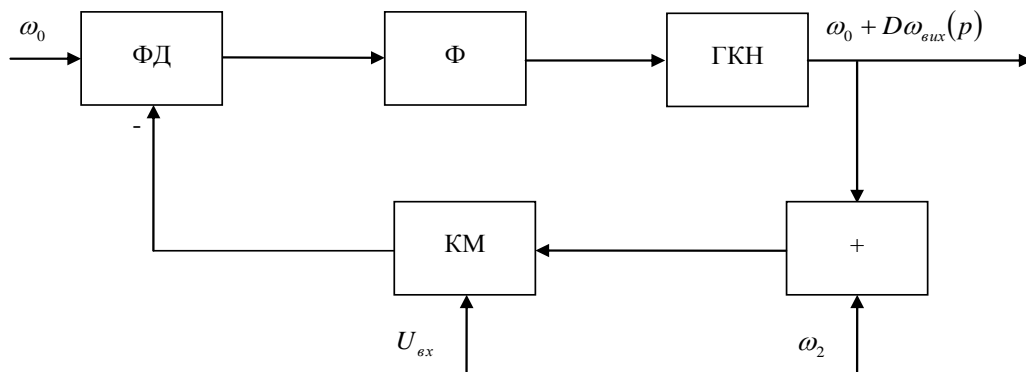


Рис. 10

Вказаний пристрій має дві відмінності від розглянутих вище.

По-перше, в ланцюзі зворотного зв'язку системи ФАПЧ застосований понижуючий перетворювач частоти ПЧ. Перетворювач – балансного типу, з квадратурним виходом.

По-друге, застосований квадратурний модулятор КМ, використовуваний в даному випадку в якості частотного (замість ГКН в модуляторі за схемою рис. 4, б), де U_{ex} – це дві квадратурні складові модулюючого сигналу (10).

Такий пристрій використовується в мікросхемах AD6523 (у складі чіпсета „Othello”) і AD6534 („Othello One”) фірми Analog Devices, призначених для систем зв'язку GSM (DCS, PCS), GPRS та ін. У вказаних системах застосовується GMSK – двопозиційна частотна маніпуляція Гауса з мінімальним зсувом.

На один з входів ПЧ (рис. 10) з виходу пристрою поступає модульований ВЧ сигнал с частотою $\omega_1 + \Delta\omega_{вих}(p)$, де ω_1 – його несуча, а на інший вхід – коливання від зовнішнього гетеродина з частотою ω_2 .

Несуча сигналу в КМ, вона ж на виході ПЧ (несуча так званої „віртуальної” проміжної частоти), визначається частотою опорного джерела ω_0 на керуючому вході ФД.

У результаті слідкування системою ФАПЧ, ВЧ несуча ω_1 (на виході пристрою) визначається частотами ω_0 і ω_2 і рівна $\omega_1 = \omega_0 + \omega_2$.

Передавальна функція пристрою

$$K_{\text{ЧМ}}(p) = \frac{\Delta\omega_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вх}}} = \left(-\frac{K_{\text{ЧМ}}}{\left(\frac{1+p\tau_0}{k_{\Phi}(p)} \right)} \right) \quad (18)$$

де $K_{\text{ЧМ}}(p) = \frac{\Delta\omega_{\text{ЧМ}}}{U_{\text{вх}}}$ – коефіцієнт перетворення в КМ, а τ_0 і $k_{\Phi}(p)$ – згідно (9) і (10). Істотною особливістю функції (18) є те, що вона, на відміну від функції (15), є функцією ФНЧ. В результаті, в системі забезпечуються модуляція сигналу, спектр якого – від нуля Гц, і пригнічення складових верхніх частот (за межами спектру модулюючого сигналу).

Висновки: В цій статті ми розглянули принцип роботи і основні властивості контура ФАПЧ. Були введені поняття статичної і астатичної помилки слідкуючої системи, а також порядок астатизму контура ФАПЧ.

Встановлено, що для супроводу сигналу по частоті і по фазі потрібно контур ФАПЧ 2-го порядку астатизму. Також була отримана передавальна характеристика контура ФАПЧ 2-го порядку і розглянуті її основні характеристики.

ЛІТЕРАТУРА

1. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации. 2-е изд., доп. и перераб./ В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин, В.Л. Карякин и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. М.: Радио и связь, 1989. 320 с.
2. Pasternak G., Whalin R.L. Analysis and synthesis of a digital phase-locked loop for FM demodulation // Bell Syst. Tech. J. 1968. Dec. P. 97 – 105.
3. Cessna J.R., Levy D.M. Phase noise and transient times for a binary quantized digital phase-locked loop in which Gaussian noise // IEEE Trans. 1972. V. Com-20. № 2. P. 94 – 104.
4. Yukawa J., Mori S. A binary quantized digital phase-locked loop // IECSE. 1973. Vol. 56-A. № 12. P. 79 – 85.
5. Yamamoto H., Mori S. Performance of a binary quantized all digital phase-locked loop with a new class of sequential filter // IEEE Trans. 1978. V. Com-26. № 1. P. 35 – 45.
6. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь. – 1989.
7. Фомин А.А. и др. Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы. – М.: Радио и связь. – 1987.
8. Левин В.А. и др. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. – М.: Радио и связь. – 1989.
9. Голуб В. ФАПЧ и ее применение // ChipNews. – 2000. – № 4.
10. Голуб В. Новые синтезаторы частот фирмы Analog Devices // ChipNews. Украина – 2003. – № 7.

**МЕТОДИКА АНАЛІЗУ ІНФОРМАЦІЇ В
СОЦІАЛЬНИХ МЕРЕЖАХ ІНТЕРНЕТ**

Запропонована методика аналізу інформації в соціальних мережах на основі активності та взаємозв'язків агентів; визначено ідентифікаційні особливості соціальних агентів, побудовано алгоритм, що характеризує їх поведінку.

Манухин А.В., Паламарчук С.А., Бабич И.В. Методика анализа информации в социальных сетях Интернет. Предложена методика анализа информации в социальных сетях на основе активности и взаимосвязей агентов; определены идентификационные особенности социальных агентов, построен алгоритм, характеризующий их поведение.

A.Manukhin, S.Palamarchuk, I.Babich Methods for analysis of information in Social networks Internet. The methods for analysis of information in social networks based on activity and relationships agents; defined identity features of social agents, the algorithm that describes their behavior.

Ключові слова: соціальні мережі, агенти (користувачі) соціальних мереж, соціальні графи, профіль агента, ідентифікація агента, кластеризація графа, модулярність та ранг графа.

Сучасний етап розвитку технологій характеризується набуттям надзвичайної популярності онлайн-соціальних мереж, що створені на основі соціальних сервісів Інтернет [1]. Як правило, ці сервіси являють собою веб-сайти на яких користувачі (агенти, соціальні об'єкти), що унікально ідентифікуються, можуть вступати один з одним в різні стосунки, найчастіше, симетричні стосунки „дружби”, та в загальному, ототожнюють багато соціальних процесів суспільства (між людьми, колективами, організаціями).

Зважаючи на безпрецедентний масштаб подібних соціальних сервісів і, як наслідок, велику кількість інформації, що міститься в їх структурах, завдання аналізу даних сервісів входить до інтересів розвідки [2].

Згідно [3] до основних топологічних властивостей структури соціальних мереж відносяться: *масштаб* (розмір) – кількість учасників (вузлів) мережі; *географічна концентрація* (розсіяність); *відкритість* – кількість контактів необхідних для досягнення зовнішніх по відношенню до мережі користувачів або ресурсів; *щільність* (зв'язність) – ступінь в якій користувачі мережі знають один одного або знаходяться в контакті між собою; *ступінь кластеризації*; *однорідність/неоднорідність*.

Актуальними у процесі аналізу соціальних мереж є: візуалізація структури мережі та характер взаємозв'язків агентів; контроль їх поведінки; популярність агентів (лідерство); схильність до впливу в межах тематичних груп (співтовариств) (можливість формування суспільної думки). Велика кількість досліджень останнім часом присвячена саме темі виявлення неявних співтовариств в соціальних мережах [4, 5]. Неявних, тобто не позначених загальними тегами та не заявлених членством в тематичних групах. Тому автоматизований пошук та відбір інформації щодо агентів соціальних мереж за цільовими ознаками з урахуванням моделей соціальних мереж, які розглядаються у [6, 7] є важливим завданням.

Метою статті є розробка методики аналізу інформації в соціальних мережах.

1. Призначення

Методика аналізу інформації в соціальних мережах призначена для визначення ідентифікаційних особливостей соціальних агентів та характеристики їх поведінки.

2. Вхідні та вихідні дані

Вхідною інформацією є структура соціальної мережі, що на якісному рівні складається з множини агентів (суб'єктів, індивідуальних або колективних) і визначеної на ній множини стосунків (сукупності зв'язків між агентами). Формально *соціальною мережею* є граф $G(N, E)$, в якому $N = \{1, 2, \dots, n\}$ – кінцева множина вершин (агентів) і E – множина ребер, що відображає взаємодію агентів.

Вихідною інформацією є дані про ідентифікаційні особливості агента, структуру взаємозв'язків мережі, популярність (лідерство), тематичну спрямованість групи (співтовариства, спільноти).

3. Обмеження та припущення

В [5] визначено, що поведінка агента в соціальній мережі залежить від наступних факторів, що мають стохастичний характер: *індивідуального* – внутрішньої схильності (переваги) агента вибрати ту чи іншу дію; *соціального* – взаємодії (взаємовпливу) з іншими агентами мережі; *адміністративного* (управлінського) – впливу на агента з боку керуючого органу – центру. Враховуючи зазначене, якщо поведінка агента залежить як мінімум від соціального фактора, то така мережа є *не виродженою соціальною мережею*; якщо ж у агентів відсутня залежність від соціального фактора, то така мережа є *виродженою соціальною мережею*. Множина дій агента є *скінченною*.

Дослідження обмежені *кінцевою виродженою соціальною мережею*.

Приклад використання запропонованої методики наведено для соціальної мережі *Twitter*. Оскільки зв'язки в соціальній мережі *Twitter* напрямлені та мають семантику підпису, то при побудові графу було вирішено розглядати тільки вершини, які взаємно підписані одна на одну. Таким чином, при побудові графу соціальної мережі *Twitter* використовувався не напрямлений граф.

4. Математичний апарат

Математичний апарат методики аналізу інформації в соціальних мережах складається з наступних етапів: ідентифікації соціального агента; характеристики поведінки агента.

4.1. Ідентифікація соціального агента

Процес ідентифікації агентів необхідний для об'єднання різних соціальних мереж і отримання повнішої картини про поведінку цього агента в мережі Інтернет.

Розглянемо два соціальні графи $\langle A, B \rangle$. Під *соціальним графом* розумітимемо граф, вузли якого представлені профілями агента з різними атрибутами, а ребра соціальними зв'язками між профілями. Ці зв'язки можуть бути як напрямленими, так і не напрямленими залежно від семантики стосунків, які вони представляють.

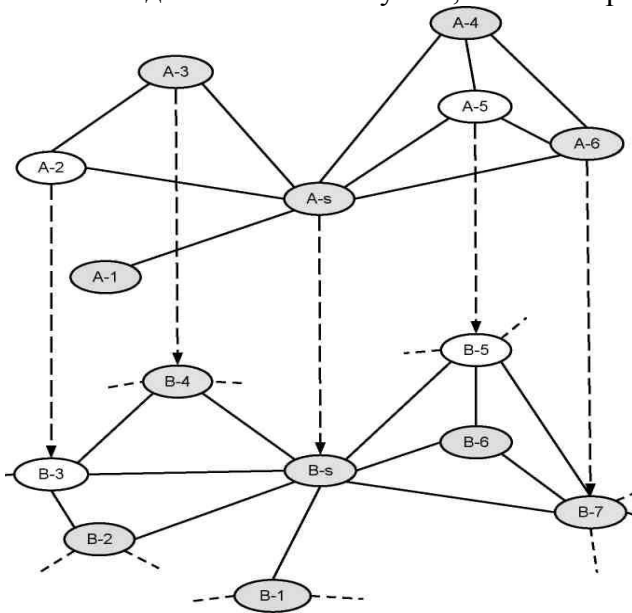


Рис.1. Приклад співставлення агентів

Завдання визначення (ідентифікації) агентів полягає в пошуку як можна більшого числа правильно визначених пар профілів (v, u) таких, що $v \in A$, $u \in B$ та належать одному і тому ж агенту [8]. Співставлений профіль для профілю $v \in A$ позначимо як $\mu(v) \in B$, та називатимемо проекцією профілю $v \in A$ в B , а множину усіх проекцій $\{\mu(v)\}$, $v \in A$ профілів з A в B . Якщо ж для профілю $v \in A$ не знайдемо відповідної проекції, то проекцію для v називатимемо *нейтральною*, та позначатимемо як $\mu(v)=N$.

Приклад двох таких соціальних графів $\langle A, B \rangle$ та співставлення пар профілів зображений на рис.1. Пунктирні стрілки означають проекції між профілями, для світлих вершин – проекції встановлено, для сірих – відомі завчасно.

З метою виявлення ідентифікаційних особливостей агента в соціальній мережі створено його профілі та за допомогою програми *Wireshark* проведено аналіз агентної *HTTP*-ідентифікації:

агента *Facebook*

Host: www.facebook.com

User-Agent: Mozilla/5.0 (X11; Ubuntu; Linux i686; rv:18.0) Gecko/20100101 Firefox/18.0

...

Cookie: datr=upduUXvpTTyQWSmnFcIRgV7h; c_user=100005641xxxxxx;

...

агента *LinkedIn*

Host: www.linkedin.com

...

Cookie: leo_auth_token="LIM:258xxxxxx

...

агента *Odnoklassniki*

Referer: http://www.odnoklassniki.ru/profile/377205xxxxxx

...

агента *VK.com*

...

Referer: http://vk.com/id13xxxxxx

...

4.2. Характеристики поведінки агента

Під співтовариством розумітимемо групу вузлів, тісно пов'язаних один з одним та слабо пов'язаних з вузлами поза цим співтовариством. Завдання виявлення неявних співтовариств полягає в розбитті графа соціальної мережі на групи вузлів, що не перетинаються, усередині кожної з яких число зв'язків між вузлами значно більше, ніж число зв'язків, що сполучають вузли з різних груп. Таким чином, йдеться про рішення задачі кластеризації графа, де кожен кластер характеризується підвищеною щільністю дуг, що знаходяться всередині нього (рис.2).

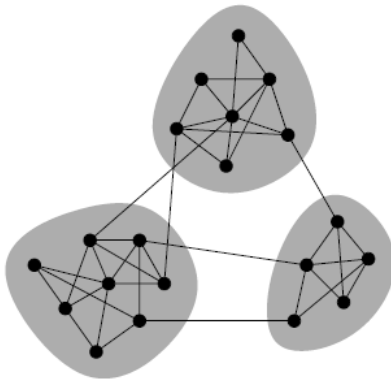


Рис.2. Кластеризація графа

В подальшому, соціальну мережу розглядатимемо як не напрямлений граф $G(N, E)$, де N – множина вузлів з числом елементів n , а E – множина (не напрямлених) дуг з числом m . Кожна дуга $e \in E$ характеризується парю інцидентних нею вузлів з N . Щоб підкреслити не напрямленість дуги позначимо її як множину з пари вершин $e = \{i, j\} \in N$, підкреслюючи таким чином, що дуги $\{i, j\}$ і $\{j, i\}$ – еквівалентні. Можливість, що дуга може зв'язувати вершину з собою, тобто дуги виду $e = \{i\} \in N$, допустима.

Таким чином, дуги – це підмножини з N , що складаються з одного або двох елементів.

Мірою вузла i називатимемо число інцидентних йому дуг, та позначимо d_i . Сума мір усіх вузлів графа в два рази більше загального числа дуг, оскільки дуга, інцидентна вузлам i і j вносить вклад до міри обох цих вузлів:

$$\sum_{i=1}^n d_i = 2m$$

Мірою підмножини вузлів $V \in N$ називатимемо суму мір вузлів, що входять в цю підмножину:

$$d(V) := \sum_{i \in V} d_i.$$

Під розбиттям графа на k співтовариств розумітимемо розбиття множини вузлів N на k множин, що не перетинаються:

$$N = \bigcup_{i=1}^k N_i : N_i \cap N_j = \emptyset, i \neq j.$$

Число елементів в групі N_i позначимо n_i . Множина дуг з вузлами, що знаходяться в i -групі, E_i :

$$E_i = \{e = \{k, l\} \in E | k, l \in N_i\}.$$

Нехай $E_{i,j}$ – множина дуг, що сполучають групи i і j :

$$E_{i,j} = \{e = \{k, l\} \in E | k \in N_i \text{ та } l \in N_j\}.$$

Число елементів в групах E_i і $E_{i,j}$, відповідатиме m_i і $m_{i,j}$ відповідно.

4.3. Перевірка якості формування співтовариства

Щоб оцінити якість розбиття графа на спільноти, вводиться поняття *модулярності*, яке описує, на скільки при заданому розбитті графа на групи щільність внутрішньо групових зв'язків більше щільності між групових зв'язків (між спільнотами).

Розглянемо деяке розбиття вузлів з N на k груп. Функція модулярності буде дорівнювати:

$$Q_1 = \frac{1}{m} \sum_{l=1, l \neq i, l \neq j}^k \left[m_l - \frac{(d(N_l))^2}{4m} \right] + \frac{1}{m} \left[m_i + m_j - \frac{(d(N_i))^2 + (d(N_j))^2}{4m} \right].$$

При об'єднанні групи i та j , такому що $N_{i \cup j} = N_i \cup N_j$, функція модулярності для нового графа виглядатиме:

$$Q_2 = \frac{1}{m} \sum_{l=1, l \neq i, l \neq j}^k \left[m_l - \frac{(d(N_l))^2}{4m} \right] + \frac{1}{m} \left[m_{i \cup j} - \frac{(d(N_{i \cup j}))^2}{4m} \right].$$

Число дуг усередині групи $N_{i \cup j}$ дорівнює $m_{i \cup j} = m_i + m_j + m_{i,j}$.

Міра об'єднаної групи $N_{i \cup j}$ дорівнює:

$$d(N_{i \cup j}) = d(N_i) + d(N_j) \rightarrow d(N_{i \cup j})^2 = (d(N_i))^2 + (d(N_j))^2 + 2d(N_i)d(N_j).$$

З урахуванням цього отримуємо різницю:

$$\Delta Q = Q_2 - Q_1 = \frac{1}{m} \left[m_{i,j} - \frac{2d(N_i)d(N_j)}{4m} \right] = \frac{1}{m} \left[m_{i,j} - \frac{d(N_i)d(N_j)}{2m} \right],$$

з чого витікає, що найбільше зростання модулярності відбувається при об'єднанні таких груп N_i та N_j , для яких максимальна величина

$$\Delta(N_i, N_j) := m_{i,j} - \frac{d(N_i)d(N_j)}{2m}.$$

Тому об'єднання груп, між якими немає дуг ($m_{i,j}=0$), не може дати збільшення модулярності.

Алгоритм оптимізації функції модулярності, заснований на покроковому об'єднанні двох груп, що дають найбільший приріст модулярності:

1. Розділити безліч вузлів на n груп, де в кожену групу входить тільки один вузол.
2. Обчислити модулярність розбиття.
3. Серед усіх пар груп, між якими існують дуги, знайти ту пару груп N_i і N_j , об'єднання яких в одну групу дасть найбільше зростання модулярності, що відповідає максимальному значенню $\Delta(N_i, N_j)$.

4. Ця величина може бути негативною, якщо кращого розбиття немає, тобто на певних кроках якість розбиття може погіршуватися. Зберігаємо значення модулярності для нового розбиття.

5. Якщо число груп більше однієї, і існує хоча б одна пара груп, між якими є дуги, переходимо до кроку 2.

6. Знаходимо розбиття, що відповідає максимальному значенню модулярності.

Оскільки на кроці 2 ми шукаємо тільки серед тих пар груп, між якими є дуги, то число даних пар буде завжди обмежене згори числом дуг.

Методика аналізу інформації в соціальних мережах Internet складається з наступних етапів:

1. Виявлення ідентифікаційних особливостей агента соціальної мережі, співставлення профілів агентів згідно п. 4.1.

2. За допомогою програмних засобів *NodeXL* та *Gephi* побудова соціального графа $G(N, E)$. Приклад наведено на рис.3.

3. Визначення статистичних характеристик мережі (кількість агентів (вузлів), кількість ребер, щільність графу, діаметр мережі, та ін.) як зазначено в табл. 1.

4. Розбиття графа G на k груп (співтовариств) та визначення функції модулярності (оцінка якості розбиття графа згідно п.4.3.): знаходження такої пари груп N_i і N_j , об'єднання яких в одну групу дасть найбільше зростання модулярності, що відповідає максимальному значенню $\Delta(N_i, N_j)$ (згідно п.3. алгоритму оптимізації функції модулярності).

5. Визначення структури співтовариства: агенти, взаємозв'язки, активність, популярність (лідерство), тематичну спрямованість співтовариства.

5. Приклад використання.

За допомогою програмних засобів *NodeXL* та *Gephi* побудований граф G зв'язків агентів (уряду Російської Федерації @Pravitelstvo_RF) соціальної мережі *Twitter* з використанням оптимізації функції модулярності, що надає можливість для опису їх поведінки в просторі інших чинників: структури взаємозв'язків і інформаційної взаємодії (рис. 3).

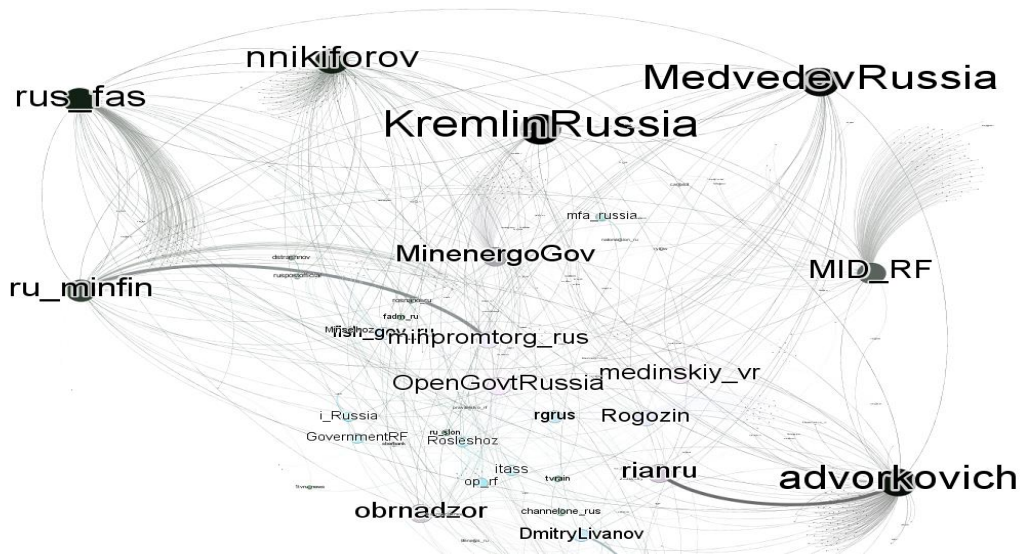


Рис.3. Фрагмент графа зв'язків агентів соціальної мережі *Twitter*

Отриманий граф характеризується показниками згідно табл.1.

Таблиця 1

Статистичні характеристики соціальної мережі *Twitter* (для рис.3)

Мережеві коефіцієнти					Значення
Кількість вузлів мережі (<i>Nodes</i>)					2023
Кількість ребер мережі (<i>Edges</i>)					3610
Щільність графу					0,001
Діаметр мережі (<i>NetworkDiameter</i>)					5
Модулярність (<i>Modularity</i>)					0,591
Кількість	слабко	пов'язаних	компонентів	мережі	1
<i>(WeaklyConnectedComponents)</i>					
Середній коефіцієнт кластеризації (<i>AverageClusteringCoefficient</i>)					0,098

Пояснення до табл. 1. Діаметром мережі є максимальна відстань між вузлами мережі G . Модулярність $Q(G)$ показує (0.56 – 0.60) наявність співтовариств (спільнот) в мережі, під співтовариствами розуміються підграфи, для яких зв'язки між вузлами всередині підграфів сильніше та численніші, ніж вузли різних підграфів.

Pair	Метка
22689.313373454723	nnikiforov
22020.77842282079	advorkovich
18360.853313296913	minobrnauki_ru
15249.883996747883	rus_fas
14132.493340306779	MID_RF
12381.567456235125	ru_minfin
10589.213826639581	obrnadzor
10450.382746967098	mvd_official
9998.740206208779	roscomnadzor
9574.69163243795	MinenergoGov
9329.060304220093	InnovationsOpen
8739.582632202637	minsvyaz_news
8592.914929597888	OpenGovtRussia
8132.497185998147	pravitelstvo_rf
7892.768532377169	MchsRussia
7022.889203938694	EPGU
6933.485398286764	MedvedevRussia
5628.243350293185	novakav1
5423.0101093832745	Rogozin
5232.360461252073	KremlinRussia
5096.965467214	fka_rosocosmos
4319.026072212103	sodh2014_ru
3714.928237517722	MINDRAV_RF
3188.477547709917	MintrudRF
3177.6269735827423	MinistryEconomy
3071.9099307130887	mikhail_menn
2654.071556878351	Rosleshoz
2484.8411206095734	MNR_Government
2392.505243057408	MedvedevRussiaE
2250.44716429451	medinskiy_vr
2122.186795743231	fish_gov_ru
2032.5657254753667	Culture_RF
2021.0	ufas_nsk
1743.6371821079865	DmitryLivanov

Рис. 4. Ранг агентів соціальної мережі Twitter (для рис. 3)

Щільність графу показує, наскільки граф наближений до щільного. Щільний граф має всі можливі ребра та щільність, рівну 1. Даний граф відображає лише основні вузли, тому щільність його не велика (0,001). Слабко пов'язані компоненти – кожен вузол може бути досягнутий з будь-якого іншого вузла, переходячи по шляху в мережі в будь-якому напрямку, середній коефіцієнт кластеризації мережі показує міру, з якою вузли в мережі мають тенденцію групуватися разом. Результати застосування методу пошуку кластерів G , заснованого на підрахунку його модулярності, підтвердили наявність 10 кластерів для рис. 3.

Ранжування вершин за значенням *BetweennessCentrality* дозволило виявити неоднорідний характер їхньої участі в інформаційних потоках мережі (рис.4.) та виявити потенційних лідерів G . Якщо врахувати, що після скоєння лідером деякої дії в межах заданого відрізка часу істотна кількість пов'язаних користувачів повторюють цю дію, то існує ймовірність того, що існує схожість між характеристиками лідера та кластера, що успадковує його поведінку.

6. Оцінка ефективності

Оцінка ефективності проведена з точки зору загальновідомих метрик точності (P) та повноти (R) [8]. На рис. 5, 6 зображені графіки залежності показників точності та повноти при заданій долі відомих проєкцій двох співставлених соціальних мереж (*Facebook*, *Twitter*) у разі присутності інформації про агентів без використання (рис. 5) та з використанням оптимізації функції модулярності (рис. 6).

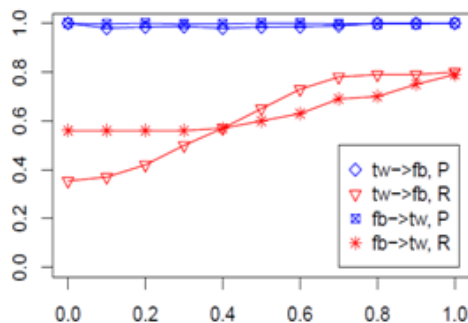


Рис.5. Характеристики моделі без використання оптимізації функції модулярності (позначення: tw - *Twitter*, fb - *Facebook*, \rightarrow – напрям проєкції, P - точність, R – повнота)

Експеримент показує, що при знанні 80% проєкцій моделі вдалося знайти інші 20%.

Висновки. Стохастичний підхід до опису поведінки агентів соціальних мереж дозволяє використовувати математичні моделі, на основі яких розроблена методика аналізу інформації в соціальних мережах Інтернет. Новизна запропонованої методики полягає в вирішенні задачі розбиття графа на підгрупи за рахунок оптимізації функції модулярності,

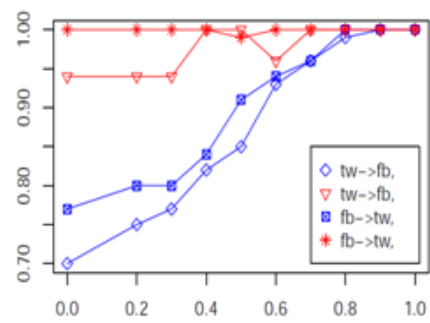


Рис.6. Характеристики моделі з використанням оптимізації функції модулярності

що дає можливість визначення неявних співтовариств, їх формальних лідерів та тематичної спрямованості. З врахуванням результатів досліджень (отриманих статистичних характеристик соціальної мережі) методика аналізу інформації в соціальних мережах Інтернет дозволяє виявити та визначити ряд неочевидних закономірностей:

1. „Маленький діаметр” або „феномен шести рукоюстискань”: якщо визначити діаметр соціального графа як середню довжину шляху між двома вузлами або як 90%-квантіль відстані між ними, то в більшості соціальних мереж ця величина дорівнює приблизно 6-7, навіть при мільйонах агентів і мільярдах зв'язків. Це пов'язано з тим, що більшість агентів не бажає бути на периферії співтовариства, а прагне наблизитися найближче до лідерів.

2. „Діаметр, що звужується”: у момент створення соціальна мережа є великим набором мало пов'язаних співтовариств. В процесі розвитку ці співтовариства з'єднуються один з одним, а потім утворюється гігантський пов'язаний кластер з малим діаметром, а також невелика кількість „маргінальних” співтовариств. Надалі діаметр мережі продовжує зменшуватися, оскільки нові агенти приєднуються до основного співтовариства. Неочевидним є той факт, що величина другого та третього за величиною співтовариства не росте навіть лінійно, по мірі зростання загального числа агентів, що приєднуються до гігантського кластера.

3. „Транзитивність мереж”: якщо два користувачі мають спільного „друга”, то з більшою, ніж очікувано вірогідністю вони також є (чи стануть) друзями. Тобто в соціальних мережах виникає велика кількість „трикутників”.

4. „Гравітація”: існує кореляція між вагою сусідніх вузлів. Лідери мають набагато більшу вагу зв'язків один з одним, чим очікувано. Вага зв'язків визначається числом, що описує інтенсивність взаємодії.

5. Розподіл зв'язків усередині соціальної мережі має „важкі хвости”: існують лідери з величезною кількістю зв'язків та велика кількість агентів з майже нормальним розподілом зв'язків між собою. Змістовні інтерпретації в термінах соціальних мереж приводять до можливості формалізації ефектів, що відбуваються, потребують детальних досліджень та визначень. В подальшому, уваги потребує дослідження можливості та схильності агентів до формування суспільної думки співтовариств та передбачення формування нових зв'язків в соціальних мережах.

ЛІТЕРАТУРА

1. Спиридонов М. Что такое „социальный сервис” и „социальная сеть”? – Режим доступа: <http://spiridonov.ru/post/145>.

2. Манухін О.В., Паламарчук С.А. Аналіз соціальних мереж Інтернет: активність та взаємозв'язки користувачів. // VII НТК „Пріоритетні напрямки розвитку телекомунікаційних систем та мереж спеціального призначення”. Доповіді та тези доповідей. К.: ВІТІ ДУТ, 2014. – с. 126.

3. Mitchell J.C. (ed.) *Social Networks in Urban Situations*. – Manchester, 1969. – P. 104.

4. Википедія: Список соціальних мереж з більш ніж 100 мільйонами користувачів – Режим доступа: <http://ru.wikipedia.org/wiki/>.

5. Бреер В.В. Стохастические модели социальных сетей // Управление большими системами. 2009. № 27. – С. 169 – 204.

6. Губанов Д.А. Социальные сети: модели информационного влияния, управления и противоборства / Новиков Д.А. Чхартишвили А.Г.; Под ред. Чл.-корр, РАН Д.А. Новикова, – М.: Издательство физико-математической литературы, 2010 – 228 с.

7. Лифинцев Д.В. Социальные сети и практика социальной работы. //Идеи и идеалы № 3(9), т. 1, 2011. – С.49 – 62. – Режим доступа:

http://ideaidealy.ru/wp-content/uploads/2012/10/D.V.Lifintsev_39_2011_t_1.pdf.

8. С. Бартунов., А.Коршунов. *Идентификация пользователей социальных сетей в Интернет на основе социальных связей*. – Режим доступа:

http://web.iis.nsk.su/files/identifikatsiia_polzovatelei_sotsialnykh_setei.pdf.

ОЦІНКА ЕРГОДИЧНОЇ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ МІМО-СИСТЕМ В КАНАЛАХ З РАЙСОВСЬКИМИ ЗАВМИРАННЯМИ

В роботі розглядається розрахунок ергодичної (середньої) пропускної здатності МІМО-систем в каналах з райсовськими завмираннями. Проведено порівняльний аналіз ергодичної пропускної здатності для каналів з релеевськими та райсовськими завмираннями в залежності від числа прийомальних та передавальних антен при різних значеннях відношення сигнал-шум.

Масесов М.О., Руденко Д.М., Чумак В.К. Оценка эргодической пропускной способности МІМО-систем в каналах с райсовскими замираниями. В работе рассматривается расчет эргодической (средней) пропускной способности МІМО-систем в каналах с райсовскими замираниями. Проведен сравнительный анализ эргодической (средней) пропускной способности в каналах с релеевскими и райсовскими замираниями в зависимости от числа приемных и передающих антенн при различных значениях отношения сигнал-шум.

M. Masesov, D. Rudenko, V. Chumak Estimation of ergodic capacity of MIMO channels with Rician fading. In the article it is considered the calculation of the ergodic (average) capacity of Rician fading MIMO channel. A comparative analysis of the ergodic (average) bandwidth channels with Rayleigh and Rician fading depending on the number of transmit and receive antennas at different values of the signal-to-noise ratio is conducted.

Ключові слова: пропускна здатність, МІМО, адаптивна обробка сигналів, розподіл Райса, розподіл Релея, завмирання.

Вступ. Однією з основних особливостей теперішнього часу є необхідність передачі наростаючого потоку інформації в бездротових мережах, що функціонують в складних умовах поширення сигналів. При цьому пропускну здатність системи відповідно до формули Шеннона можна збільшити або за рахунок розширення смуги, або за рахунок збільшення потужності сигналу. Однак у сучасних системах зв'язку як частотний, так і енергетичний ресурси практично вичерпані. У зв'язку з цим виникає необхідність пошуку нових можливостей підвищення пропускної здатності систем передачі інформації. Одним із шляхів підвищення пропускної здатності є використання технології МІМО (*Multiple Input – Multiple Output*). МІМО-канал можна представити як середовище для передачі, входами в яке є антени передавача, а виходами – антени приймача.

Аналіз останніх публікацій. Дослідження показали, що в некоррельованому релеевському МІМО-каналі можна збільшити пропускну здатність в n разів (де n – мінімум з числа передавальних і приймальних антен) порівняно з системою з одним входом і одним виходом (SISO : *Single Input – Single Output*) при такому ж відношенні сигнал-шум. Модель релеевського каналу без урахування просторової кореляції, яка погіршує пропускну здатність, не завжди адекватна реальному каналу. В роботі [1] показано, що антена (або просторова) кореляція притаманна каналам з розсіюванням і залежить від відстані між передавальними і приймальними антенами, а також від відстані між антенними елементами та їх конфігурації.

З математичної точки зору оцінка пропускної здатності МІМО-систем в каналах із завмираннями зводиться до усереднення наведеної до смуги частот миттєвої Шеннонівської пропускної здатності [2] з розподілу комплексної матриці каналу або сформованої на її основі комплексної матриці Уїшарта [3]. Матриця Уїшарта в залежності від виду завмирань має центральний (в релеевському каналі) і нецентральний (в райсовському каналі) розподіл Уїшарта [4]. Шляхом нескладних перетворень усереднення по розподілу Уїшарта можна звести до усереднення по розподілу власних значень матриці Уїшарта [5]. Однак незважаючи на те, що починаючи з робіт Уїшарта багато дослідників приділяли велику увагу цьому завданню (отримання розподілу власних значень), воно не знайшло ще свого остаточного рішення в загальному вигляді для нецентрального (в райсовському каналі) розподілу.

Тому метою роботи є оцінка ергодичної пропускної здатності МІМО-систем в каналах з райсовськими завмираннями.

Пропускна здатність МІМО-систем в каналах з райсовськими завмираннями. Ергодична (середня) пропускна здатність МІМО-системи отримується в результаті усереднення миттєвої пропускної здатності по власним значенням матриці Уїшарта, яка має центральний розподіл Уїшарта – для каналу з релеєвськими завмираннями і нецентральний розподіл Уїшарта – для каналу з райсовськими завмираннями. Виведення аналітичного виразу для щільності розподілу власних значень нецентральної матриці Уїшарта є складною математичною задачею, яка до теперішнього часу не має остаточного рішення. Розглянемо завдання з нецентральним некорельованим розподілом Уїшарта.

У МІМО-системах матриця Уїшарта \mathbf{Q} формується з каналної матриці передачі \mathbf{H} , комплексні елементи якої покладаються незалежними однаково розподіленими гауссовськими величинами:

$$\mathbf{Q} = \begin{cases} \mathbf{H} \mathbf{H}^H, & r < t \\ \mathbf{H}^H \mathbf{H}, & r \geq t \end{cases}$$

де t – число передавальних антен, r – число приймальних.

У цьому випадку дійсні та уявні частини елементів каналної матриці \mathbf{H} мають середнє значення $\mu / \sqrt{2}$ і дисперсію σ_r^2 , тобто

$$E\{h_{km}\} = \frac{\mu}{\sqrt{2}}(1 + j), \quad D\{h_{km}\} = 2\sigma_r^2,$$

Тоді розподіл модуля $r = |h_{km}|$ кожного елемента матриці \mathbf{H} підпорядковується закону Райса з щільністю розподілу

$$h(u) = 2(1+k)u \exp\{-(1+k)u^2 - k\} I_0\{2u\sqrt{(1+k)}\}.$$

Зауважимо, що при $k=0$ функція Бесселя дорівнює одиниці: $I_0(0) = 1$, і розподіл Райса перетворюється на розподіл Релея. В іншому граничному випадку, при $k \rightarrow \infty$ (що можливо тільки при $\sigma_r \rightarrow 0$ і $\mu \rightarrow 1$), матриця \mathbf{H} буде складатися тільки з комплексних одиниць (чисел, дійсна і уявна частина яких дорівнює одиниці).

У загальному випадку ергодична пропускна здатність може бути отримана в результаті усереднення по каналній матриці миттєвої нормованої пропускної здатності:

$$\frac{\langle C \rangle_{t,r}}{W} = E_{\mathbf{H}} \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_r + \frac{\gamma}{t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right\}, \quad (1)$$

У формулі (1) усереднення проводиться з розподілу комплексної матриці \mathbf{H} , яке задається щільністю розподілу скалярної функції матричного аргументу:

$$f_{\mathbf{H}}(\mathbf{H}) = \det(2\pi \Sigma)^{-t/2} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \text{tr} \left[\Sigma^{-1} (\mathbf{H} - \mathbf{M})(\mathbf{H} - \mathbf{M})^H \right] \right\}, \quad (2)$$

де Σ – матриця стовпців матриці \mathbf{H} , $\mathbf{M} = E\{\mathbf{H}\}$ – матриця середніх значень. Для незалежних каналів $\Sigma = 2\sigma_r^2 \mathbf{I}_r$ і

$$\mathbf{M} = \frac{\mu}{\sqrt{2}}(1 + j) \Psi_{t,r}, \quad (3)$$

де $\Psi_{t,r}$ – матриця розмірності $r \times t$, що складається з дійсних одиниць.

З урахуванням введених позначень вираз для ергодичної пропускної здатності (1) можна представити у вигляді середнього по матриці Уїшарта:

$$\frac{\langle C \rangle_{t,r}}{W} = E_{\mathbf{Q}} \left\{ \sum_{i=1}^n \log_2 \det \left(\mathbf{I}_n + \frac{\gamma}{t} \mathbf{Q} \right) \right\}, \quad (4)$$

де $n = \min \{r, t\}$.

Матриця \mathbf{Q} має нецентральний розподіл Уїшарта [3] - [6] з m ступенями свободи, матрицею нецентральних параметрів $\mathbf{\Omega} = \mathbf{\Sigma}^{-1} \mathbf{M} \mathbf{M}^H$ і щільністю у вигляді функції матричного аргументу:

$$f(\mathbf{Q}) = \exp \left\{ -tr \left[\mathbf{\Sigma}^{-1} \mathbf{M} \mathbf{M}^H \right] \right\} \bar{F}_1 \left(m; \mathbf{\Sigma}^{-1} \mathbf{M} \mathbf{M}^H \mathbf{\Sigma}^{-1} \mathbf{Q} \right) \exp \left\{ -tr \left[\mathbf{\Sigma}^{-1} \mathbf{Q} \right] \right\} \frac{(\det \mathbf{Q})^{m-n}}{\Gamma(m) (\det \mathbf{\Sigma})^m}, \quad (5)$$

де $\bar{F}_1(m; \mathbf{H} \mathbf{H}^H)$ – так звана функція Бесселя матричного аргументу:

$$\bar{F}_1(m; \mathbf{H} \mathbf{H}^H) = \int_{U(m)}^0 \exp \left\{ tr(\mathbf{H} \mathbf{U} + \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{U}}) \right\} (dU), \quad (6)$$

\mathbf{H} – комплексна матриця $n < m$ при $n \leq m$, $\bar{\mathbf{H}}$ – комплексне поєднання матриці \mathbf{H} , $U(m)$ – група всіх $m \times m$ унітарних матриць \mathbf{U} , для яких виконується умова $\mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{I}_m$, (dU) – інваріантна міра на $U(m)$. Зауважимо, що для скалярного значення $\mathbf{H} \mathbf{H}^H = r^2$ [7] маємо:

$$\bar{F}_1(m; r^2) = \Gamma(m) r^{m-1} I_{m-1}(2r), \quad (7)$$

де $I_m(\cdot)$ – модифікована функція Бесселя першого роду m -го порядку, $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функція. Функція Бесселя двох матричних аргументів \mathbf{S} і \mathbf{T} визначається згідно [3, 6, 8] наступним чином:

$$\bar{F}_1(m; \mathbf{S}, \mathbf{T}) = \int_{U(m)}^0 F_1(m; \mathbf{S} \mathbf{U} \mathbf{T} \mathbf{U}^H) (dU), \quad (8)$$

З подання матриці Уїшарта \mathbf{Q} випливає, що вона є ермітової матрицею $n \times n$ з невід'ємними власними значеннями $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ і, крім того, може бути представлена у вигляді $\mathbf{Q} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H$, де \mathbf{U} – унітарна матриця, $\mathbf{\Lambda}$ – діагональна матриця з власних значень λ_i . Оскільки

$$\det \left\{ \frac{\gamma}{t} \mathbf{Q} + \mathbf{I}_n \right\} = \prod_{i=1}^n \left(1 + \frac{\gamma}{t} \lambda_i \right), \quad (9)$$

то вираз для середньої наведеної пропускнуї здатності прийме наступний вигляд:

$$\frac{\langle C \rangle_{t,r}}{W} = E_{\lambda_1 \dots \lambda_n} \left\{ \sum_{i=1}^n \log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{t} \lambda_i \right) \right\} = \int_0^\infty \dots \int_0^\infty \sum_{t=1}^n \log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{t} \lambda_i \right) f(\lambda_1 \dots \lambda_n) d\lambda_1 \dots d\lambda_n, \quad (10)$$

де $f(\lambda_1 \dots \lambda_n)$ – спільна щільність розподілу власних значень нецентральної матриці Уїшарта.

У загальному випадку для нецентрального розподілу Уїшарта з коваріаційною матрицею векторів-стовпців Σ має місце наступне твердження [3, 6, 8]: розподіл власних значень $\bar{\Lambda} = \text{diag}(\bar{\lambda}_1, \dots, \bar{\lambda}_n)$, що є коренем характеристичного рівняння $\det|W - \lambda \Sigma| = 0$, залежить тільки від власних значень $\bar{\Omega} = \text{diag}(\bar{\omega}_1, \dots, \bar{\omega}_n)$ матриці $\mathbf{M}\mathbf{M}^H$ (які є рішенням характеристичного рівняння $\det|\mathbf{M}\mathbf{M}^H - \bar{\omega}\Sigma| = 0$ і визначаються виразом

$$f(\bar{\Lambda}) = \exp\{-tr\bar{\Omega}\} \bar{F}_1(m, \bar{\Omega}, \bar{\Lambda}) \frac{\pi^{n(n-1)}}{\bar{\Gamma}_n(m)\bar{\Gamma}_n(n)} \exp\{-tr\bar{\Lambda}\} \det|\bar{\Lambda}|^{m-n} \prod_{i<l}^n (\bar{\lambda}_i - \bar{\lambda}_l), \quad (11)$$

де
$$\bar{\Gamma}_m(a) = \pi^{m(m-1)/2} \prod_{k=1}^m \Gamma(a - (k-1)).$$

У даному випадку (некорельований розподіл Уїшарта) маємо $\Sigma = 2\sigma_r^2 \mathbf{I}_n$. Тоді, якщо ввести позначення $\sigma_r^2 \bar{\lambda}_i = \lambda_i$, $\sigma_r^2 \bar{\omega}_i = \omega_i$, $\sigma_r^2 \bar{\Lambda}_i = \Lambda_i$, з виразу (11) можна отримати щільність розподілу матриці Λ , елементи якої використовуються при обчисленні ергодичної пропускну здатності некорельованого райсовського каналу.

Для знаходження власних значень матриці $\mathbf{\Omega} = \mathbf{M}\mathbf{M}^H$ використовуємо представлення (3) матриці \mathbf{M} . Тоді

$$\mathbf{\Omega} = \frac{\mu^2}{2} (1+j)(1-j) \Psi_{r,t} \Psi_{r,t}^T = m\mu^2 \Psi_{n,n}, \quad (12)$$

де $m = \max\{r, t\}$, $n = \min\{r, t\}$, $\Psi_{n,n}$ – квадратна матриця розмірності $n \times n$, елементами якої є дійсні одиниці. Власними значеннями матриці $\mathbf{\Omega}$ є корені рівняння

$$\det(m\mu^2 \Psi_{n,n} - \omega \mathbf{I}_n) = 0. \quad (13)$$

Якщо матрицю $\Psi_{n,n}$ можна представити у вигляді добутку векторів

$$\Psi_{n,n} = a a^T, \quad (14)$$

де $\bar{a} = (1, \dots, 1)^T$, n – мірний вектор з n одиниць, то з урахування властивості визначника отримаємо

$$\begin{aligned} \det(m\mu^2 \Psi_{n,n} - \omega \mathbf{I}_n) &= (-\omega)^n \det\left[\mathbf{I}_n - \frac{m\mu^2}{\omega} a a^T\right] = \\ &= (-\omega)^n \det\left[\mathbf{I}_l - \frac{m\mu^2}{\omega} a^T a\right] = (-1)^{n-1} \omega^{n-1} (m\mu^2 - \omega) = 0, \end{aligned} \quad (15)$$

звідки випливає, що $\omega_1 = m\mu^2$, $\omega_i = 0$ ($i = 2, \dots, n$). Повернемося до формули (11), в якій виразимо параметри розподілу через k -фактор Райса:

$$\left. \begin{aligned} \text{tr}\Omega = \omega_1 &= \frac{\omega_1}{2\sigma_r^2} = \frac{mn\mu^2}{2\sigma_r^2} = mnk, \\ \text{tr}\bar{\Lambda} &= \sum_{i=1}^n \bar{\lambda}_i = \sum_{i=1}^n \frac{\lambda_i}{2\sigma_r^2} = (k+1) \sum_{i=1}^n \lambda_i, \\ \left(\prod_{i=1}^n \bar{\lambda}_i \right)^{m-n} &= (k+1)^{n(m-n)} \left(\prod_{i=1}^n \lambda_i \right)^{m-n}, \\ \prod_{i < j}^n (\bar{\lambda}_i - \bar{\lambda}_j) &= (k+1)^{n^2} \prod_{i < j}^n (\lambda_i - \lambda_j)^2. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

З урахуванням формули (16) з (11) отримуємо щільність розподілу власних значень нецентральної матриці Уїшарта [3]:

$$\begin{aligned} f(\lambda_1 \dots \lambda_n) &= (1+k)^{mn} e^{-mnk} F_1(m; (1+k)\Omega, (1+k)\Lambda) \frac{\pi^{n(n-1)}}{\Gamma_n(m)\Gamma_n(n)} \times \\ &\times \exp\left\{ - (1+k) \sum_{i=1}^n \lambda_i \right\} \left(\prod_{i=1}^n \lambda_i \right)^{m-n} \prod_{i < j}^n (\lambda_i - \lambda_j)^2 \end{aligned} \quad (17)$$

Підставляючи вираз (17) в (10), можна отримати вираз для ергодичної пропускну здатності. Проте вираз (17) містить узагальнену гіпергеометричну функцію двох матричних аргументів, а це означає, що скрутно отримати її подання у прийнятному для обчислення вигляді. Тому розглянемо кілька окремих випадків.

Випадок 1: $\min\{r, t\} = n = 1$. Матриця $\Sigma = 2\sigma_r^2 I_r$ перетворюється на скаляр ($\Sigma = 2\sigma_r^2$), матриця Ω (12) також є скаляром $\Omega = m\mu^2 = \frac{mk}{(k+1)}$, $\Lambda = \lambda$.

Гіпергеометрична функція матричного аргументу з правої частини виразу (17) перетворюється на функцію скалярного аргументу і згідно (7), (8), приймає вигляд

$$\begin{aligned} \bar{F}_1(m; (1+k)\Omega, (1+k)\Lambda) &= \bar{F}_1(m; mk(1+k)\lambda) = \\ &= \Gamma(m) [mk(1+k)\lambda]^{-(m-1)/2} I_{m-1}(2\sqrt{mk(1+k)\lambda}), \end{aligned} \quad (18)$$

де згідно (11) $\bar{\Gamma}_1(m) = \Gamma(m)$, $\bar{\Gamma}_1(1) = 1$. Тоді вираз для щільності ймовірностей можна записати в наступному вигляді:

$$f(\lambda) = (1+k)^m e^{-[km+(k+1)\lambda]} [km(k+1)\lambda]^{-(m-1)/2} \lambda^{m-1} I_{m-1}(2\sqrt{km(k+1)\lambda}), \quad (19)$$

що відповідає нецентральному розподілу $\chi^2/2$ з m ступенями свободи. Ергодична пропуску здатність для райсовского каналу MISO або SIMO системи дорівнює

$$\frac{\langle C \rangle_{t,r}}{W} = \int_0^\infty \log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{t} \lambda \right) f(\lambda) d\lambda, \quad (20)$$

де $f(\lambda)$ визначається за формулою (19).

Зауважимо, що для малих значень аргументу ($z \ll 1$) справедливо [9]

$$I_\nu(z) \approx \left(\frac{z}{2} \right)^\nu / \Gamma(\nu+1),$$

Використовуючи дану апроксимацію для функції Бесселя, в (19) можна перейти до границі при $k \rightarrow 0$, що відповідає релеєвському каналу. Спрямовуючи k до нуля, після розкриття невизначеності в (20) отримаємо

$$f^0(\lambda) = \frac{e^{-\lambda} \lambda^{m-1}}{\Gamma(m)}, \quad (21)$$

що відповідає центральному розподілу $\chi^2/2$ з m ступенями свободи. Для релеєвського каналу при $\min\{r, t\} = n = 1$, ергодична пропускна здатність матиме вигляд

$$\frac{\langle C \rangle_{t,r}^0}{W} = \int_0^\infty \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{t} \lambda \right) \frac{e^{-\lambda} \lambda^{m-1}}{\Gamma(m)} d\lambda, \quad (22)$$

Далі розглянемо варіанти SIMO і MISO.

Випадок 1.1: $r \geq t = 1$. Для райсовського каналу справедлива формула

$$\frac{\langle C \rangle_{1,r}}{W} = \int_0^\infty \log_2(1 + \gamma\lambda)(1+k)^r e^{-[kr+(k+1)\lambda]} [kr(k+1)\lambda]^{-(r-1)/2} \lambda^{r-1} I_{r-1}(2\sqrt{kr(1+k)\lambda}) d\lambda. \quad (23)$$

Для релеєвського каналу при $t=1$, довільному r і $k=0$ з (23) отримуємо

$$\frac{\langle C \rangle_{1,r}^0}{W} = \int_0^\infty \log_2(1 + \gamma\lambda) \frac{e^{-\lambda} \lambda^{r-1}}{\Gamma(r)} d\lambda, \quad (24)$$

Випадок 1.2: $t \geq r = 1$.

Для райсовського каналу з t передавальними і однією прийомальною антенами середня пропускна здатність має вигляд

$$\frac{\langle C \rangle_{t,1}}{W} = \int_0^\infty \log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{t} \lambda \right) (1+k)^t e^{-[kt+(k+1)\lambda]} [kt(k+1)\lambda]^{-(t-1)/2} \lambda^{t-1} I_{t-1}(2\sqrt{kt(1+k)\lambda}) d\lambda, \quad (25)$$

а для релеєвського каналу

$$\frac{\langle C \rangle_{t,1}^0}{W} = \frac{1}{\Gamma(t)} \int_0^\infty \log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{t} \lambda \right) e^{-\lambda} \lambda^{t-1} d\lambda, \quad (26)$$

На рис. 1 представлені графіки залежності середньої пропускної здатності SIMO-систем від числа r приймальних (рис. 1а) або MISO-систем від t передавальних (рис. 1б) антен при різних значеннях відношення сигнал-шум: $\gamma = 0, 5, 10, 15, 20, 25, 30$ і 35 дБ. Суцільними лініями позначені криві для релеєвського ($k = 0$), пунктирними – для райсовського каналу ($k = 10$).

З аналізу кривих випливає, що пропускна здатність райсовського каналу більш, ніж релеєвського.

Різниця зникає з ростом числа антен, як передавальних, так і приймальних. Причому для райсовського каналу ергодична пропускна здатність практично не змінюється зі збільшенням числа передавальних антен при одній приймальній.

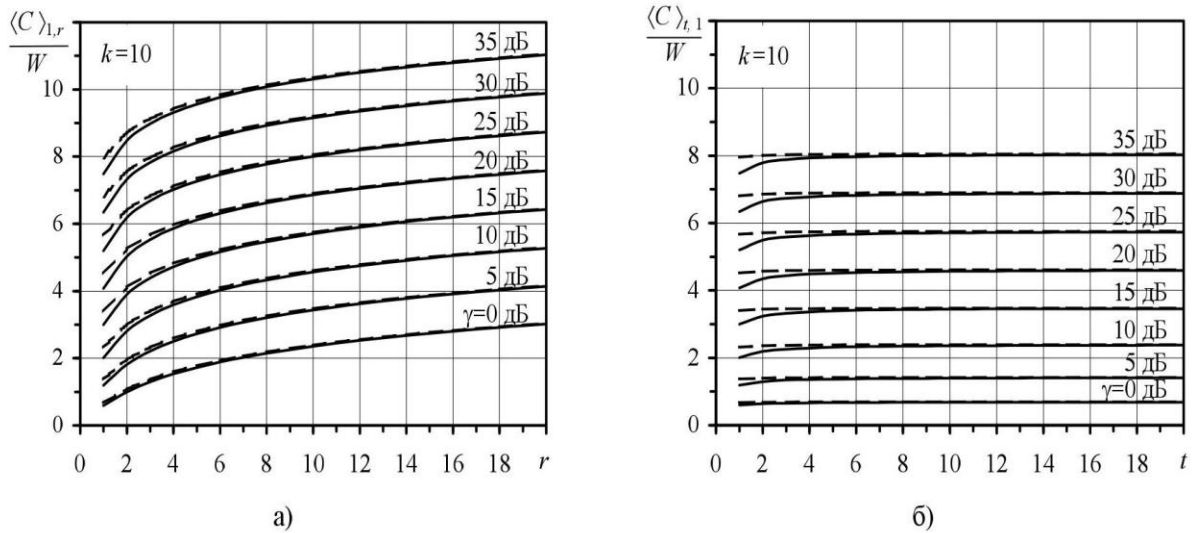


Рис. 1. Залежність ергодичної пропускної здатності від числа приймальних (а) і передавальних (б) антен

Випадок 2: $\min \{ r, t \} = n = 2, m \geq 2$. Отримаємо вираз для щільності розподілу $f(\lambda_1, \lambda_2)$ Для цього скористаємося спеціальним поданням гіпергеометричної функції матричних аргументів у вигляді [3, 10]

$$F_1 \left(m; \begin{bmatrix} s_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix} \right) = \sum_{l=0}^{\infty} \frac{[s_1 \sqrt{r_1 r_2}]^l}{(m)_l l!} P_l \left(\frac{r_1 + r_2}{2\sqrt{r_1 r_2}} \right), \quad (27)$$

де $P_l(x)$ – многочлени Лежарана. Враховуючи, що в даному випадку

$$s_1 = \frac{mn\mu^2}{2\sigma^2} = mnk = 2mk$$

$$r_1 = (1+k)\lambda_1, \quad r_2 = (1+k)\lambda_2,$$

отримаємо вираз для щільності розподілу власних значень нецентральної матриці Уїшарта:

$$f(\lambda_1, \lambda_2) = \frac{\pi^2}{\Gamma_2(m)\Gamma_2(2)} e^{-2mk - (1+k)(\lambda_1 - \lambda_2)} (\lambda_1 - \lambda_2)^2 \times$$

$$\times \sum_{l=0}^{\infty} \frac{[2mk(1+k)\sqrt{\lambda_1 \lambda_2}]^l}{(m)_l (l)!} P_l \left(\frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2\sqrt{\lambda_1 \lambda_2}} \right), \quad (28)$$

Зауважимо, що многочлени Лежандра пов'язані з узагальненою гіпергеометричною функцією наступною залежністю

$$P_n(x) = x^n {}_2F_1 \left(-\frac{n}{2}, \frac{1-n}{2}, 1, \frac{x^2-1}{x^2} \right), \quad (29)$$

де узагальнена гіпергеометрична функція може бути представлена у вигляді ряду [7]

$$F_1 \left(-\frac{n}{2}, \frac{1-n}{2}; 1; x \right) = \sum_{i=0}^{\infty} \binom{-n}{i} \binom{1-n}{i} \frac{x^i}{(i!)^2},$$

Таким чином, після підстановки (28) в (10) отримаємо інтегральне представлення для пропускної здатності [3]:

$$\frac{\langle C \rangle_{t,r}}{W} = \int_0^\infty \int_0^\infty \left[\log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{t} \lambda_1 \right) + \log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{t} \lambda_2 \right) \right] \frac{\pi^2}{\Gamma_2(m) \Gamma_2(2)} \exp \{ -2mk - (k+1)(\lambda_1 + \lambda_2) \} \times \\ \times (\lambda_1 \lambda_2)^{m-2} (\lambda_1 - \lambda_2)^2 \sum_{i=0}^\infty \frac{[2mk(k+1)(\lambda_1 \lambda_2)^{1/2}]^i}{(m)_i (i!)^2} P_i \left(\frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2\sqrt{\lambda_1 \lambda_2}} \right) d\lambda_1 d\lambda_2. \quad (30)$$

Отримана формула дозволяє обчислити ергодичну пропускну здатність для розглянутого випадку.

Висновки. У реальних умовах системи зв'язку з МІМО об'єднані в мережі і впливають один на одного, що призводить до взаємних перешкод. Взаємні перешкоди викликають зниження ергодичної пропускну здатності МІМО-каналу. Тому аналіз пропускну здатності без урахування даного явища буде неповним.

Аналіз отриманих в статті результатів дозволяє зробити наступні висновки:

1) розрахунок пропускну здатності райсовського каналу є більш складнішим завданням, ніж для релеєвського. Тому аналітичний вираз в замкнутій формі для точного значення пропускну здатності МІМО-систем в каналах з райсовськими завмираннями отримано тільки для $n = \min \{ r, t \} \leq 2$.

2) аналіз пропускну здатності SIMO- і MISO-систем ($n = \min \{ r, t \} = 1$) показує, що райсовський канал за пропускну здатністю лише незначно перевершує релеєвський.

ЛІТЕРАТУРА

1. Ратнараджа Т. Комплексные случайные матрицы и пропускная способность райсовского канала / Т. Ратнараджа, Р. Вальянкур, М. Алво // Проблемы передачи информации. – 2005. – Т.41, вып.1. – С.3 – 27.
2. Ratnarajah T. Quadratic forms on complex random matrices and multi-antenna channel capacity : Re-port / T.Ratnarajah, R. Vaillancourt. – University of Ottawa, 2004. – 13 p.
3. Jayaweera S. On the capacity of multiantenna systems in the presence of Rician fading / S. Jayaweera, H.Poor // Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. Vancouver, Canada, September 2012. – Pp.1963 – 1967.
4. Jayaweera S.K. On the capacity of multiple antenna systems in Ricean fading / S.K. Jayaweera, H. Poor // IEEE Trans. On Wireless Commun.–2005. – Vol.4, №3. – Pp.1102 – 1111.
5. James A.T. Distribution of matrix variates and latent roots derived from normal samples / A.T.James // Annals of Mathematical Statistics.–2006.– Vol.37.– Pp.468 – 479.
6. James A.T. Distributions of matrix variates and latent roots derived from normal samples / A.T.James // Annals of Mathematical Statistics. – 2004. – Vol.35.– Pp.475 – 501.
7. Прудников А.П. Интегралы и ряды. Дополнительные главы / А.П. Прудников, Ю.А. Брычков, О.И.Маричев. – М. : Наука, 1986. – 800 с.
8. Constantine A.G. Some noncentral distribution problems in multivariate analysis / A.G. Constantine // Annals of Mathematical Statistics.–December1963. – Vol. 34. – Pp. 1270 – 1285.
9. Справочник по специальным функциям под ред. М. Абрамовица и И.Стиган. – М.: Наука, 1979. – 832 с.
10. Muirhead R.J. Expressions for some hyper-geometric function of matrix argument with applications / R.J.Muirhead // J.Mult.Anal. – 1995. – Vol.5. – Pp. 283 – 293.

АНАЛІЗ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ОСОБЛИВОСТЕЙ ПОБУДОВИ IP-МЕРЕЖ НА БАЗІ SOFTSWITCH

Сучасним мережам NGN притаманне відокремлення сервісних функцій від транспортних технологій, що дозволяє прозоро тримувати різноманітні послуги незалежно від місцезнаходження користувачів. В якості ядра мультисервісної мережі використовується Softswitch, що в свою чергу реалізовує принцип сполучення всіх видів сигналізації та інтеграцію різноманітного обладнання. В даній роботі представлена функціональна модель Softswitch, схема взаємодії його органів управління та алгоритм роботи його основних компонентів.

Романов А.И., Нестеренко Н.Н., Гордашник Е.С. Анализ функциональных особенностей построения IP-сетей на базе Softswitch. Современным сетям NGN присуще отделения сервисных функций от транспортных технологий, что позволяет прозрачно получать различные услуги независимо от местонахождения пользователей. В качестве ядра мультисервисной сети используется Softswitch, что в свою очередь реализует принцип сочетания всех видов сигнализации и интеграцию разнородного оборудования. В данной работе представлена функциональная модель Softswitch, схема взаимодействия его органов управления и алгоритм работы его основных компонентов.

O. Romanov, M. Nesterenko, E. Gordashik Analysis features of construction IP-networks based on Softswitch. Modern NGN networks inherent in separating the service functions of the transport technology that allows you to transparently receive various services regardless of location. As, core multi-service network using Softswitch, which in turn implements the principle of combining all types of signaling and integration of heterogeneous equipment. This paper presents a functional model of Softswitch, the scheme of interaction of its controls and the algorithm of its main components.

Ключові слова: Next Generation Network, Softswitch, SIP, H. 323., IP-ATC.

В даний час, міжнародним комітетом стандартизації ITU розроблена концепція побудови мереж NGN (Next Generation Network), яка визначає основні напрями побудови нових і модернізації існуючих телекомунікаційних мереж. Мережа NGN визначена, як мережа з пакетною комутацією, що допускає спільне використання різних широкосмугових транспортних технологій з підтримкою механізму QoS. Крім того, вона характеризується незалежністю сервісних функцій мережі від транспортних технологій, що в ній використовуються, забезпечення абонентам можливості прозорого одержання послуг різних провайдерів і постійний доступ абонентів до послуг незалежно від їх місцезнаходження, тобто підтримувати „мобільності” терміналів [1]. Для вирішення цих завдань рекомендовано використання багаторівневої архітектури, яка має чітке розмежування наступних рівнів: рівень послуг і додатків, рівень управління, рівень магістральної транспортної мережі і рівень мереж доступу. Всі рівні повинні взаємодіяти між собою через відкриті інтерфейси. Велике значення в цій архітектурі відводиться рівню управління, який повинен забезпечити поєднання мереж, побудованих з використанням різних технологій, методів комутації та обладнання різних виробників. В якості головного елемента системи управління корпоративної мережі було запропоновано використання Softswitch. Основними вимогами до Softswitch, як до обладнання управління мережею NGN, було визначено відділення функцій управління встановленням з'єднання від функцій комутації, здатність обслуговувати велику кількість абонентів і взаємодіяти з серверами додатків з використанням відкритих інтерфейсів. Так як концепція NGN, припускає конвергенцію мереж IP-телефонії з телефонними мережами загального користування, мережами ISDN, інтелектуальними мережами, мережами мобільного зв'язку та мережею Internet, то найбільш складним завданням є забезпечення їх взаємодії. Тому реалізація Softswitch пропонувалася у вигляді програмного комутатора, що являвся б ядром мультисервісної мережі і реалізував принцип сполучення всіх видів сигналізації.

Перші Softswitch (class IV) були з апаратно-програмною реалізацією. Таким чином, вони фактично залишалися все тим же звичним комутаційним вузлом, тільки без цифрового

комутаційного поля і абонентських комплектів. Це дозволяло інтерпретувати його функції в різних сценаріях модернізації телефонної мережі загального користування і спрощувало процес практичної реалізації [2].

Однак, суттєвою проблемою *Softswitch (class IV)* була відсутність суворої стандартизації з боку *ITU*. Таким чином, реалізація *Softswitch* цілком залежала від концепцій фірми виробника, що призводило до проблем несумісності між *Softswitch* продуктами різних компаній.

Внаслідок цього почалися пошуки можливих рішень цієї проблеми. Так, в області інтелектуальних і мобільних мережах, з'явилася концепція *IMS*. В рамках цієї концепції запропоновано використання набору серверів додатків, що надають як звичайні телефонні послуги, так і нові сервіси (обмін миттєвими повідомленнями в режимі „кожен з кожним”, передача потокового відео, обмін мультимедійними повідомленнями і т. д.).

В області звичайної та *IP*-телефонії використовували тенденцію переходу на хмарні технології і замінили програмно-апаратні комплекси на чисто програмні. У результаті чого з'явилися *Softswitch (class V)*, які забезпечили можливість роботи безпосередньо з кінцевими абонентами мережі та надавати їм як транспортні послуги, так і додаткові види обслуговування. Крім того, більш вузька спеціалізація вирішення завдань в галузі передачі голосових повідомлень, дозволила спростити рішення задачі сумісності обладнання різних виробників. При цьому, поява на ринку телекомунікацій *Softswitch (class V)* стирає чіткі межі між *Softswitch* і *IMS*.

На рис. 1. представлена структурна схема використання *SoftSwitch* при організації міжнародної зв'язку.

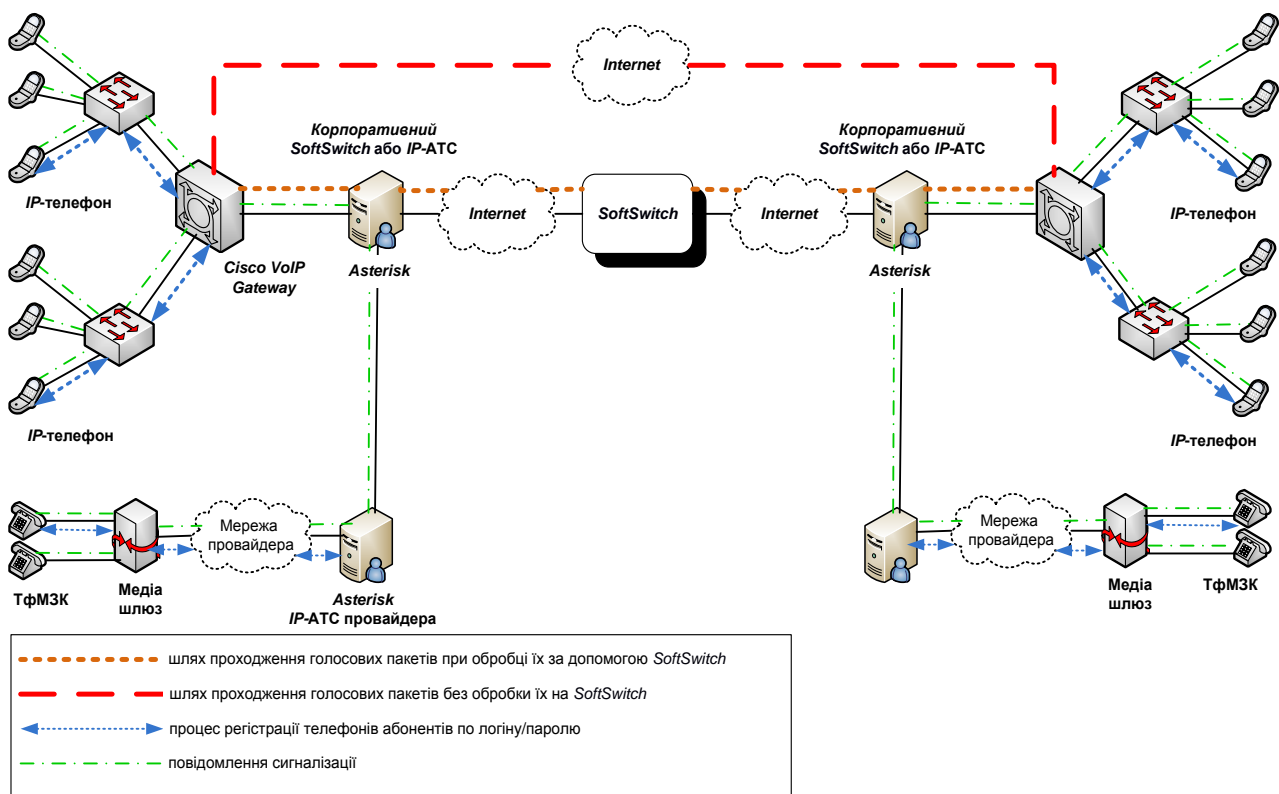


Рис.1. Структурна схема використання *SoftSwitch* при організації міжнародного зв'язку

Представлену мережу можна розділити на 3 частини: внутрішня мережа корпорації, в якій знаходяться абоненти, мережа *Internet*, в якій знаходиться *SoftSwitch*, а також внутрішня

мережа, в якій знаходяться абоненти, що обслуговуються. Розглянемо більш детально кожен із них.

Власником внутрішньої мережі є компанія, що надає послуги зв'язку абонентам. У разі використання абонентами *SIP*-телефонів, на першому етапі встановлення зв'язку, телефон повинен пройти процес реєстрації. Блок-схема процесу реєстрації представлена на рис. 2.

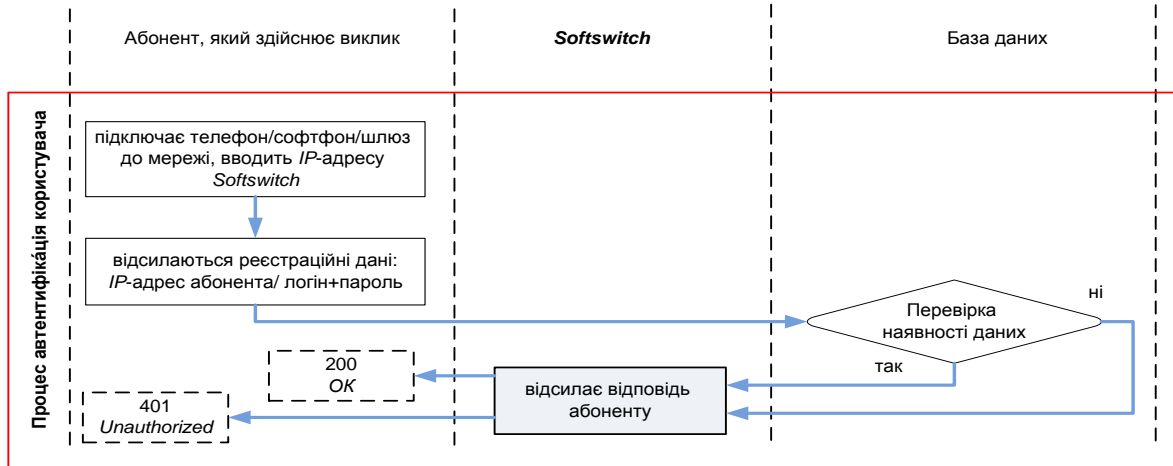


Рис. 2. Процес реєстрації абонентського обладнання

Таким чином, на першому етапі абонент повинен повідомити *SoftSwitch* свої персональні дані. Реєстрація відбувається або за *IP*-адресою телефону, або за логіном / паролем, у разі використання динамічної адресації в мережі. Обладнання відправляє пакет *REGISTER*, який представлений на рис. 3.

```

[PACKET] 20150826-13:38:38.684 - Sent 91.208.12.131:5060 SIP IP-адреса і порт Softswitch
REGISTER sip:91.208.12.131:5060 SIP/2.0
Accept: application/dtmf-relay, application/sdp
Accept-Language: *
Allow: INVITE, ACK, BYE, CANCEL, REGISTER, INFO
Call-ID: 4e6ac324064ae511823aba42b43d1b36 унікальний ідентифікатор сесії
Contact: <sip:329909025671@78.47.207.243>;expires=3600 номер абонента і його IP-адреса; 3600 – час в секундах після якого необхідна повторна реєстрація
CSeq: 1363 REGISTER
From: <sip:329909025671@91.208.12.131>
Max-Forwards: 70
Recv-Info: dtmf
To: <sip:329909025671@91.208.12.131>
User-Agent: IXC SS
Via: SIP/2.0/UDP 78.47.207.243:branch=z9hG4bKd253196b654ae51185c1ba42b43d1b36:rport
Authorization: Digest username="MY_USERNAME", realm="sip.ca2.voip.ms", nonce="5e954418", uri="sip: 91.208.12.131; transport=UDP", response="d7fb6af2a3b75e1f91b88f5ef8ea8156", algorithm=MD5 логін та пароль в зашифрованому вигляді
Content-Length: 0
  
```

Рис. 3. Приклад повідомлення *REGISTER*

Залежно від наявності даних про користувача на *Softswitch*, абоненту відправляється або повідомлення про успішну реєстрацію (*OK*), або відмова (*Unauthorized*). Так само вказується період реєстрації, по закінченню якого абонентське обладнання повинне буде знову зареєструватися. Даний період вноситься для того, щоб абонент не зміг використати послуги зв'язку після видалення або блокування його профілю. Беручи до уваги той факт, що велика кількість абонентів і відповідно постійний обмін службовими повідомленнями вимагають велику пропускну спроможність і обчислювальні ресурси, в даних мережах використовується децентралізована архітектура (рис. 1). Так, процесом реєстрації

управляють маршрутизатори *Cisco*, які при потребі можуть бути оснащені голосовим супроводом – *IVR*. Таким чином, маршрутизатори дозволяють розвантажити мережу від реєстраційних повідомлень і *IP-ATC* від необхідності постійного звернення до бази даних абонентів.

Розглянемо іншу складову вище представленої мережі, а саме *Softswitch*. *Softswitch* бере на себе завдання управління сесією сигналізації та голосовою сесією, а також ведення білінгу та надання статистики в зрозумілому людині вигляді. Таким чином, *Softswitch* можна представити у вигляді взаємозв'язку функціональних блоків та модулів, як це показано на рис. 4.

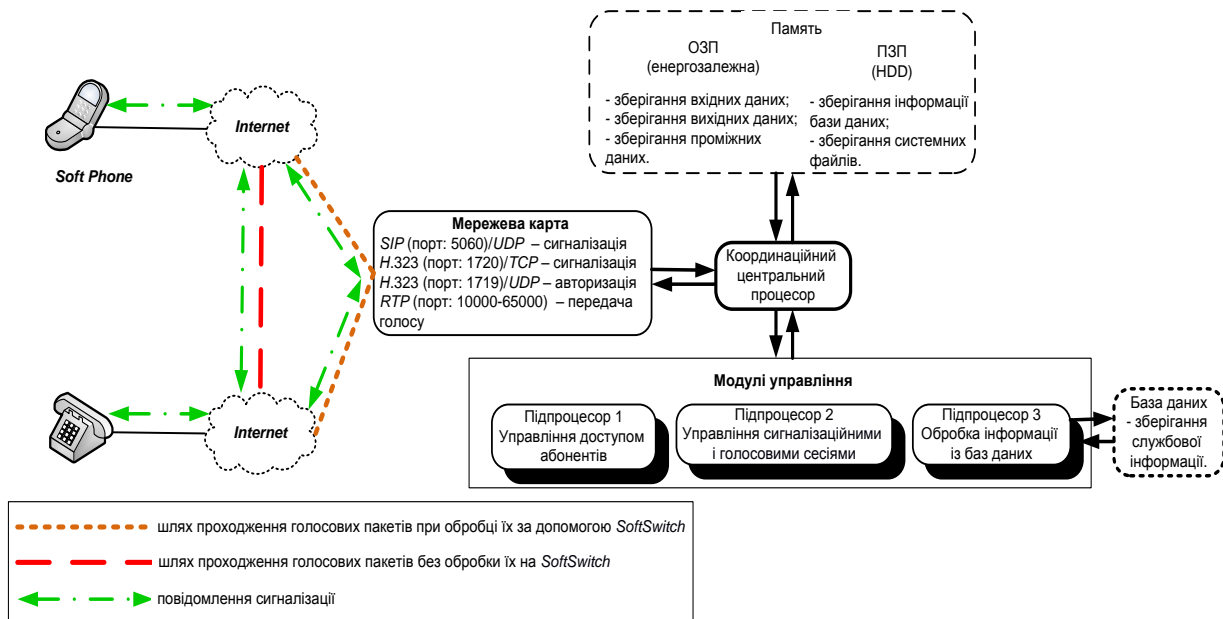


Рис. 4. Функціональна схема *Softswitch*

Розглянутий у статті *Softswitch (class V)* – це повністю програмна реалізація комутатора *IP*-телефонії. Однак, очевидно, що забезпечення його функцій покладається на апаратні засоби сервера. Тому функціональна схема на рис. 4 показує, як відбувається взаємодія програмних компонентів *Softswitch* і апаратних складових сервера [3].

Так, *Softswitch* складається з модулів управлінням доступом абонентів, управлінням сигналізаційними і голосовими сесіями та модулем обробки інформації. Кожен з цих модулів користується віртуальним процесором, їхня взаємодія управляється центральним серверним процесором. Центральний процесор управляє мережевою картою, яка приймає переважно 3 типи пакетів – пакети сигналізації *SIP*, сигналізації *H.323* і голосові пакети протоколу *RTP*.

Після прийому пакетів мережевим інтерфейсом, вони записуються в оперативну пам'ять, звідки в декілька потоків витягуються для обробки модулями управління. Вся інформація, отримана з пакету, записується у відповідні таблиці баз даних, що зберігаються в ПЗУ. Вони використовуються для надання статистики, ведення звітності й виставлення рахунків.

По-перше з'ясуємо основні моменти, що стосуються бази даних та вимоги до них. *Softswitch* в процесі функціонування потрібен постійний доступ до інформації, а саме: реєстрація абонентів, потрібно перевірити збіг *IP*-адреси або логіна / пароля; знати, які адреси та параметри сигналізаційної сесії використовувати в процесі встановлення з'єднання. З цією метою використовують спеціальні бази даних. Вони повинні відповідати специфічним вимогам, щоб підтримувати якість обслуговування:

1. Надійність тобто повна відповідність принципам *ACID* – атомарність (*atomicity*), несуперечність (*consistency*), ізолюваність (*isolation*), збереження даних (*durability*).

В свою чергу:

- *atomicity* – транзакція розглядається як єдина логічна одиниця, всі її зміни або зберігаються цілком, або повністю відкочуються.

- *consistency* – транзакція переводить базу даних з одного несуперечливого стану (на момент старту транзакції) в інше несуперечливе стан (на момент завершення транзакції). Несуперечливим вважається стан бази, коли виконуються всі обмеження фізичної та логічної цілісності бази даних, при цьому допускається порушення обмежень цілісності протягом транзакції, але на момент завершення всі обмеження цілісності, як фізичні, так і логічні, повинні бути дотримані.

- *isolation* – зміни даних при конкурентних транзакціях ізольовані один від одного на основі системи версійності

- *durability* – результати успішних транзакцій гарантовано зберігаються на жорсткий диск незалежно від збоїв апаратури.

2. Багатоверсійність *Multiversion Concurrency Control (MVCC)* використовується для підтримки узгодженості даних в конкурентних умовах, в той час як у традиційних базах даних використовуються блокування. *MVCC* означає, що кожна транзакція бачить копію даних (версію бази даних) на час початку транзакції, незважаючи на те, що стан бази могло вже змінитися. Це захищає транзакцію від неузгоджених змін даних, які могли бути викликані (іншою) конкурентною транзакцією, і забезпечує ізоляцію транзакцій. Основний вигравш від використання *MVCC* в порівнянні з блокуванням полягає в тому, що блокування, яку ставить *MVCC* для читання не конфліктує з блокуванням на запис, і тому читання ніколи не блокує запис і навпаки.

3. Можливість відновлення – загальноприйнятий механізм протоколювання всіх транзакцій, що дозволяє відновити систему після можливих збоїв. Основна ідея полягає в тому, що всі зміни повинні записуватися у файли на диск тільки після того, як ці записи журналу, що описують ці зміни, будуть і гарантовано записані на диск. Це дозволяє не скидати сторінки даних на диск після фіксації кожної транзакції, оскільки ми знаємо і впевнені, що зможемо завжди відновити базу даних використовуючи журнал транзакцій.

4. Цілісність даних. Повинна підтримуватися цілісність даних на рівні схеми – це зовнішні ключі (*foreign keys*), обмеження (*constraints*).

5. Продуктивність ґрунтується на використанні індексів, інтелектуальному планувавальнику запитів, тонкої системи блокувань, системою управління буферами пам'яті і кешування, масштабованості при конкурентній роботі, а саме:

- підтримка індексів, включає підтримку: стандартних індексів (*B-tree, hash, R-tree, GiST*, тобто узагальнене пошукове дерево); часткових індексів (*partial indices*); функціональні індекси.

- планувавальник запитів ґрунтується на вартості різних планів, враховуючи безліч факторів. Він надає можливість користувачеві налагоджувати запити і налаштовувати систему.

- система блокувань підтримує блокування на нижньому рівні, що дозволяє зберігати високий рівень конкурентності при захисті цілісності даних. Блокування підтримується на рівні таблиць і записів. На нижньому рівні, блокування для загальних ресурсів оптимізована під конкретну ОС і архітектуру.

- управління буферами і кешування використовують складні алгоритми для підтримки ефективності використання виділених ресурсів пам'яті.

- *table spaces* (просторові таблиці) дозволяють гнучке використання дискового простору для зберігання об'єктів системи, що також підвищує продуктивність і масштабованість.

- масштабованість ґрунтується на описаних вище можливостях. Низька вимогливість до ресурсів і гнучка система блокувань повинні забезпечувати необхідне масштабування, у

той час як індекси і управління буферами забезпечувати хорошу керованість системи навіть при високих завантаженнях.

Для розподілу навантаження використовуються дві бази даних: постійна і тимчасова. У постійній зберігаються конфігурації *Softswitch*, відділень, цін, а в тимчасовій – поточні активні дзвінки. По закінченню дзвінка, модуль обробки інформації переводить дані в таблицю статистики постійної бази.

Розглянемо більш детально структуру таблиць баз даних, які включають наступні категорії:

Таблиця відділення

<i>id</i>	унікальний ідентифікатор запису
<i>enable</i>	чи включена дана IP-адреса (значення 0 або 1)
<i>name</i>	ім'я
<i>payee_name</i>	ім'я компанії, до якою закріплена дана IP-адреса
<i>payee_id</i>	унікальний ідентифікатор компанії
<i>limit</i>	обмеження на кількість дзвінків
<i>is_directrtp</i>	безпосередньо або через <i>Softswitch</i> повинні проходити дзвінки (значення 0 або 1)
<i>codec_profile_id</i>	профіль з дозволеними кодеками
<i>digits_min</i>	мінімальна кількість цифр у номері
<i>digits_max</i>	максимальна кількість цифр у номері
<i>signalling_profile_id</i>	профіль з додатковими налаштуваннями по сигналізації
<i>translate_disconnect_code_group_id</i>	профіль з переліком підміни кодів відбою
<i>translate_anumber_group_id</i>	профіль з перетворення номера абонента
<i>proto</i>	доступні протоколи (<i>SIP</i> , <i>H.323</i> , обидва)
<i>routes_table_id</i>	унікальний ідентифікатор таблиці маршрутизації
<i>customer_tariff_plan_id</i>	унікальний ідентифікатор профілю цін

Таблиця IP-адрес

<i>id</i>	унікальний ідентифікатор IP-адреси
<i>originator_id</i>	унікальний ідентифікатор відділення компанії
<i>host</i>	IP-адреса
<i>anumber</i>	номер абонента
<i>is_block_anumber</i>	чи блокувати дзвінки з введеного номера
<i>nat</i>	чи використовується NAT
<i>company_id</i>	унікальний ідентифікатор компанії

Таблиця профілю цін

<i>Id</i>	унікальний ідентифікатор профілю цін
<i>company_id</i>	унікальний ідентифікатор компанії
<i>code</i>	код напрямку
<i>price</i>	ціна
<i>connect_price</i>	вартість плати за з'єднання
<i>billing_step</i>	крок тарифікації
<i>min_billing_time</i>	мінімальна тривалість дзвінка, що підпадає під тарифікацію
<i>free_seconds</i>	кількість безкоштовних секунд
<i>use_at</i>	час активації профілю

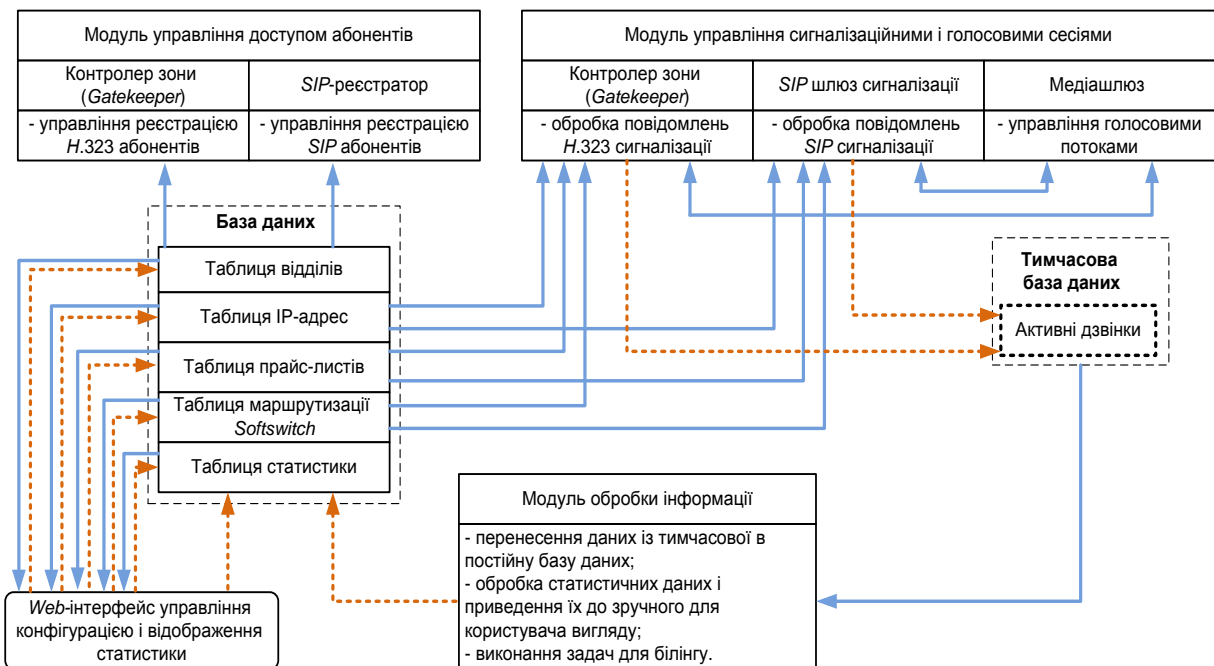
Таблиця маршрутизації *Softswitch*

<i>id</i>	унікальний ідентифікатор маршрута
<i>code</i>	код напрямку
<i>originator_id</i>	унікальний ідентифікатор відділення компанії
<i>terminator_id</i>	унікальний ідентифікатор наступного вузла в маршруті
<i>priority</i>	пріоритет напрямку
<i>lines_limit</i>	обмеження на кількість одночасних дзвінків

Таблиця статистики

<i>id</i>	унікальний ідентифікатор дзвінка
<i>softswitch_address</i>	IP-адреса <i>Softswitch</i>
<i>bnumber</i>	номер абонента, що викликається
<i>anumber</i>	номер абонента, який викликає
<i>setup_time</i>	час встановлення з'єднання
<i>connect_time</i>	час початку розмови
<i>disconnect_time</i>	час закінчення з'єднання
<i>disconnect_cause</i>	причина закінчення з'єднання
<i>qos</i>	інтегральний показник якості дзвінка
<i>originator_id</i>	унікальний ідентифікатор абонента, який викликає
<i>terminator_id</i>	унікальний ідентифікатор абонента, якого викликають
<i>callid</i>	унікальний ідентифікатор SIP-розмови
<i>originator_address</i>	IP-адреса абонента, який викликає
<i>terminator_address</i>	IP-адреса абонента, якого викликають
<i>price</i>	ціна за секунду розмови
<i>connect_price</i>	ціна за підключення
<i>length</i>	тривалість розмови в секундах
<i>minute_length</i>	тривалість розмови у хвиликах
<i>code</i>	код напрямку
<i>codec</i>	тип кодека, що використовується

По-друге розглянемо взаємодію модулів управління, бази даних і *web*-інтерфейсу, причому порядок обробки інформаційних потоків представлена на рис. 5 [4, 5].

Рис. 5. Взаємодія модулів управління, бази даних і *web*-інтерфейсу

В свою чергу, модуль управління доступом абонентів працює наступним чином. Після набору номера абонентом, *Softswitch* проводить його авторизацію: йде перевірка на відповідність коду в номері і доступних для абонента напрямків, наявність коду в прайс-листі, в таблиці маршрутизації і відповідності параметрів абонента умовам маршрутизації (рис. 6).

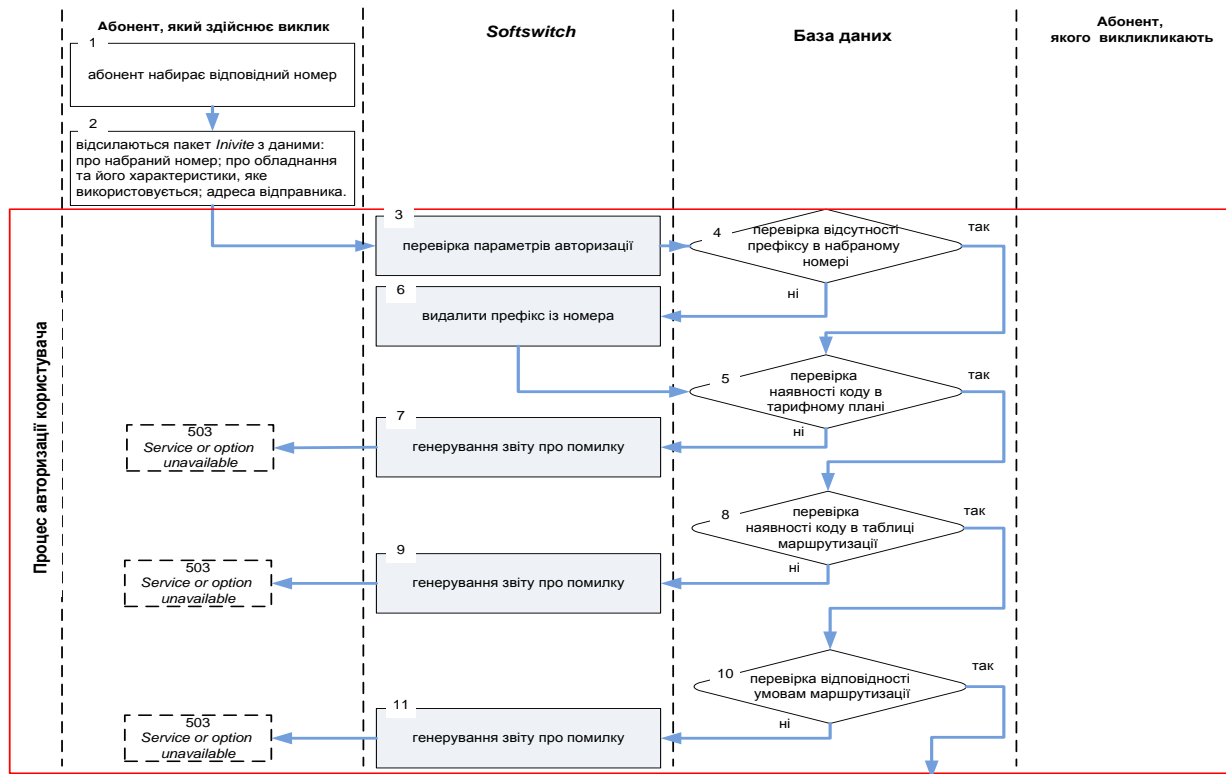


Рис. 6. Блок-схема роботи модулю управління доступом абонентів

Під перевіркою умов маршрутизації, маються на увазі наступні параметри:

- тип кодека;
- тип сигналізації (*H.323* або *SIP*);
- стан рахунку абонента;
- кількість вже зайнятих каналів компанією, до якої відноситься абонент.

Після проходження авторизації, *Softswitch* підбирає список постачальників, здатних прийняти і обслужити дзвінок по заданому напрямку.

Умови сортування та попадання в список постачальників:

1. *ASR* (англ. *Answer Seizureratio*) – статистичні параметри, що визначають якість зв'язку в заданому напрямку через певний вузол телефонії. *ASR* розраховується як процентне відношення числа успішних викликів до загальної кількості спроб викликів заданому напрямку. Так як такі ситуації, як зайнятість абонента й інші ситуації, коли відкидається виклик, вважаються як невдалі спроби викликів, розрахункове значення параметра *ASR* може змінюватися в залежності від поведінки абонента:

$$ASR = \frac{\text{кількість успішних викликів}}{\text{загальна кількість викликів}} \times 100 \% .$$

2. *ACD* (англ. *Average Call Duration*) – статистичний параметр *Softswitch*, що показує середню тривалість викликів на тому чи іншому напрямку. Значення *ACD*, зазвичай обчислюється на основі даних з детальної інформації (запису) про виклик (*CDR*). Нерідко *ACD* використовується компаніями-операторами для оцінки попиту на напрямки, а також додатково, для визначення якості зв'язку конкретного напрямку.

$$ACD = \frac{\text{загальна тривалість викликів}}{\text{загальна кількість викликів}} .$$

Наприклад, якщо на певному напрямку середньостатистичне значення *ACD* падає, це може означати, що абонентам, які здійснюють дзвінки, не подобається якість зв'язку.

3. *PDD (Post Dial Delay)* – параметр, що визначає період часу (в секундах), який пройшов з моменту виклику до моменту встановлення телефонного з'єднання.

4. *Least Cost Routing* (скор. від англ. *LCR* – „маршрутизація за критерієм найменшої вартості”) – функція, що забезпечує проходження телефонного виклику від одного абонента до іншого за маршрутом, що забезпечує найменшу вартість телефонного з'єднання.

По закінченню цієї процедури, *Softswitch* володіє відсортованим списком постачальників, яким і „пропонує” обслужити виклик. У разі недоступності постачальника або відмови в обслуговуванні, *Softswitch* переходить до наступного за списком, поки не отримає позитивну відповідь. Після чого орган управління голосовою та сигналізаційною сесією починає процедуру передачі даних.

Модуль управління голосовою та сигналізаційною сесією в *Softswitch* розділяється на три частини (рис. 5): управління сигналізацією *H. 323* (контролер зони, *gatekeeper*), управління сигналізацією *SIP* (*SIP*-шлюз) і керування голосовими потоками (медіа-шлюзи). Принцип роботи перших двох блоків схожий і відрізняється тільки структурою пакетів. Розглянемо його на прикладі блок-схеми (рис. 7).

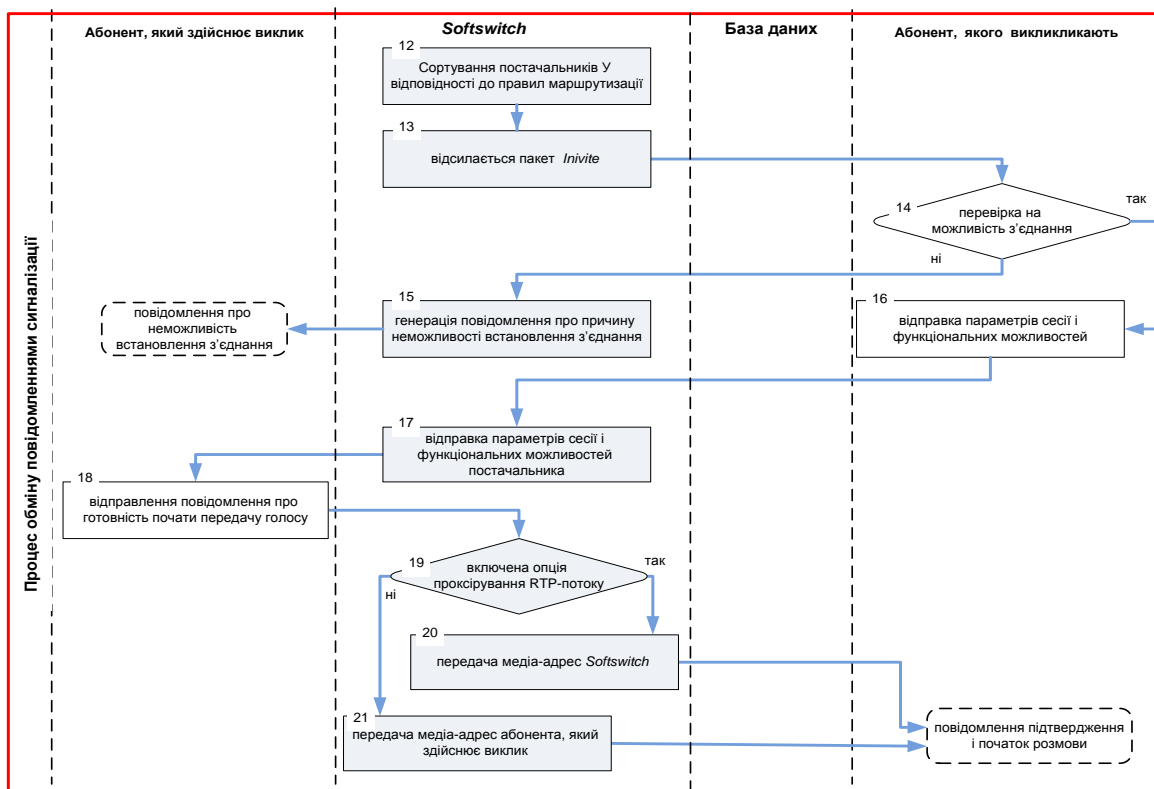
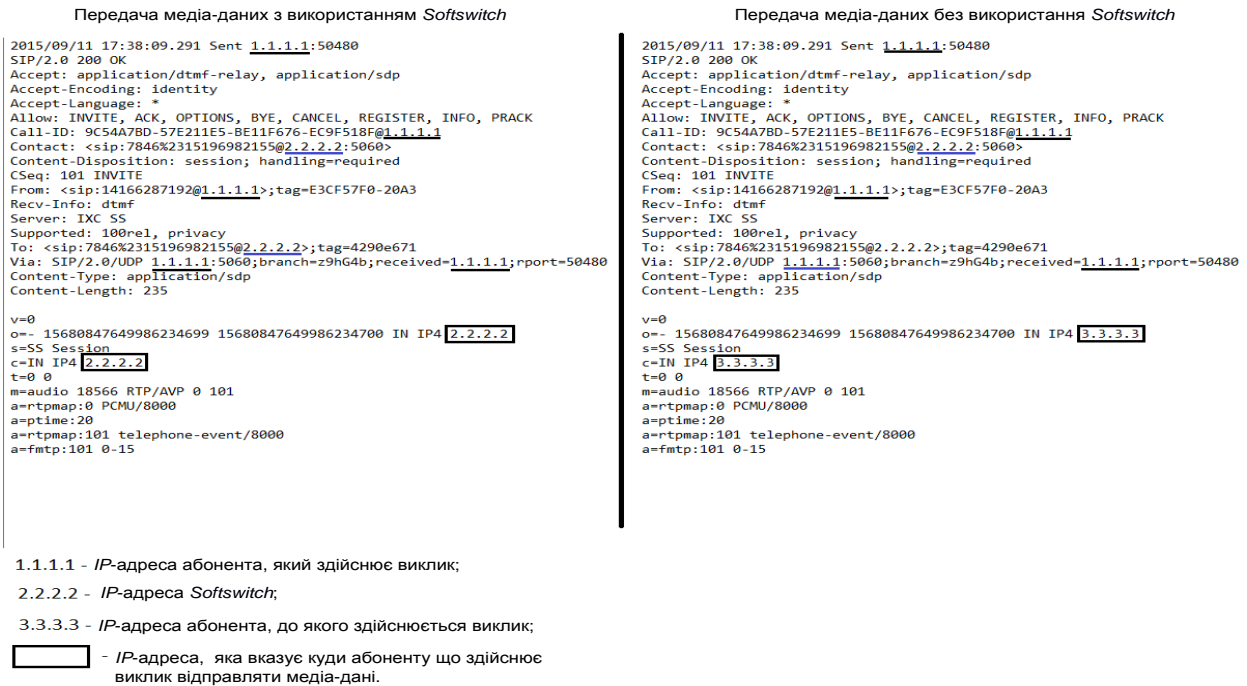


Рис. 7. Блок-схема процесу роботи сигналізаційного блоку

На етапі 19 (рис. 7) *Softswitch* перевіряє конфігурацію на предмет вказівки, як передавати голос. Залежно від цього, *Softswitch* вказує або свою *IP*-адресу (тобто *Softswitch* здійснювати прийом і обробку медіа-даних), або вказує *IP*-адресу абонента (у такому разі медіа-дані передаватимуться в обхід *Softswitch* по мережі Internet), як це показано на рис. 8.

Рис.8. Приклад структури пакету *OK*, залежно від обраного шляху проходження голосових пакетів

У разі передачі голосових даних через *Softswitch*, використовується блок управління голосовими потоками, який здатний перекодувати голос в цифрову форму, залежно від вимог до якості й розміру пропускної здатності. По закінченню виклику, дані про здійснений виклик переносяться в таблицю статистики органом обробки інформації.

У *IP*-телефонії на сьогоднішній день найбільш поширене стиснення голосу за допомогою кодека *G.729*, а також перетворення його в *G.711* по *A*-закону (*a-law*) і *μ*-закону (*u-law*) [6, 7].

G.729 є кодеком, який стискає вихідний сигнал з втратою даних. Основна ідея, закладена в *G.729* – передача не самого оцифрованого сигналу, а його параметрів (спектральної характеристики, кількості переходів через нуль), достатніх для подальшого синтезування на приймаючій стороні. При цьому всі основні характеристики голосу, такі як амплітуда і тембр зберігаються.

Пропускна здатність каналу, на яку розрахований даний кодек – 8 Кбіт/с. Довжина кадру оброблюваного *G.729* – 10 мс, частота дискретизації – 8 кГц. Для кожного з таких кадрів визначаються параметри математичної моделі, які в подальшому і передаються в канал у вигляді кодів.

При використанні кодування *G.729* затримка становить 15 мс, з яких 5 мс витрачається на заповнення попереднього буфера. Відзначимо також, що кодек *G.729* висуває досить високі вимоги до ресурсів процесора.

G.711 – голосовий кодек, який не передбачає стиснення, окрім компандування – методу зменшення ефектів каналів з обмеженим динамічним діапазоном. В основі цього методу лежить принцип зменшення кількості рівнів квантування сигналу в області високої гучності, зберігаючи при цьому якість звуку. Дві схеми, які широко використовуються в телефонії компандування – *a-law* і *u-law*.

Сигнал в даному кодеку використовує потік величиною 64 Кбіт/с. Частота дискретизації – 8000 кадрів за 8 біт/секунду. Якість голосу, по суб'єктивним оцінкам, вища ніж при застосуванні кодека *G.729*.

G.711 a-law (*A-law* або *A*-закон) – алгоритм стиснення звукових даних з втратою інформації. В основному використовується на території Європи.

Для сигналу x перетворення за алгоритмом a -law виглядає наступним чином:

$$F(x) = \operatorname{sgn}(x) \begin{cases} \frac{A|x|}{1 + \ln(A)}, & |x| < 1/A \\ \frac{1 + \ln(A|x|)}{1 + \ln(A)}, & 1/A \leq |x| \leq 1 \end{cases},$$

де A – параметр стиснення (як правило приймається рівним 87,7).

$G.711$ u -law (u -law або μ -закон) – алгоритм стиснення звукових даних з втратою інформації. В основному використовується на території Японії та Північної Америки. Для сигналу x перетворення за алгоритмом u -law виглядає наступним чином:

$$F(x) = \operatorname{sgn}(x) \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}, \quad -1 \leq x \leq 1,$$

де μ обирається рівним 255 (8 біт для кодування).

Модуль обробки інформації, як показано на рис. 5, відповідає за перенесення даних з тимчасової бази даних в постійну, обробку статистичних даних і фінансові можливості білінгу. Найбільш важливою його роллю є обробка даних. Так, з його допомогою підраховуються такі статистичні параметри, як: ASR , ACD , середнє значення PDD на підставі яких надалі вирішуються завдання маршрутизації. Також орган обробки інформації займається наданням даних моніторингу в графічному вигляді, за рахунок постійного аналізу вхідних статистичних даних. Приклад, моніторингу основних параметрів обладнання *Softswitch*, при використанні *web*-інтерфейсу управління, представлені на рис. 9 (шкала поділу – 1:00).

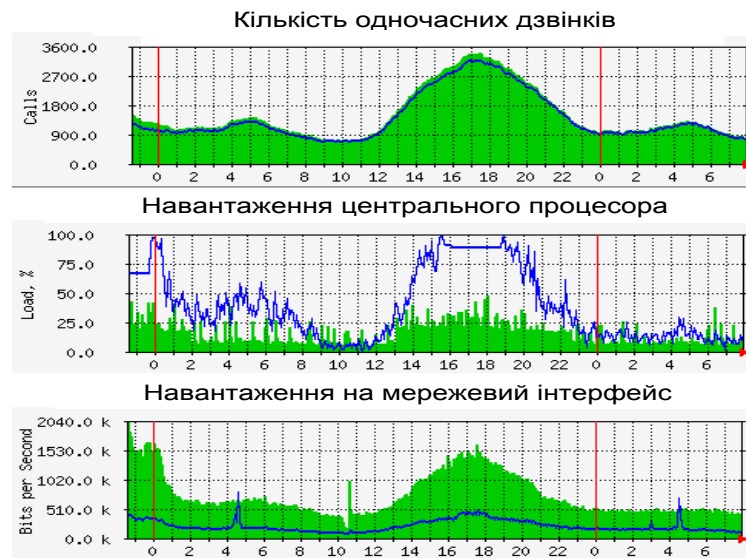


Рис. 9. Приклад представлення даних моніторингу на *web*-інтерфейсі

Після перенесення даних про дзвінки в таблицю статистики, вона доступна в наступному вигляді (рис. 10). Тобто представлення статистичних даних в табличному вигляді, дозволяє більш детально отримувати службову інформацію, для розрахунків параметрів ефективності роботи *Softswitch* (ASR , ACD і т.д.).

#	Date	Originator	Operator	In IP	Out IP	Minute dur.	Seconds dur.	PDD	Code	B-number	Country	Anumber	Cost	Price	Codec	discnt.code
1	2015.09.14 00:58:56	Comdata-in-CLI	AMC Tel -out-CLI	178.22.8.49	149.13.70.108	0.7333	44	3.3	96475	9647501741441	Iraq Mobile Korektel	495878647804	0.11367	0.155	g729r8:0:0:1	16
2	2015.09.14 00:57:16	DAS-in	Smartelcom_out	69.28.231.233	144.76.218.176	0.5	30	0.8	989	989381238072	Iran Mobile	15612993493	0.037	0.074	g711ulaw:0:0:1	16
3	2015.09.14 00:56:32	Dialtel-in-CLI	Antako_out_CLI	144.76.111.198	218.213.211.112	0.2167	13	1.8	9144	914425600600	India Other	14086257656	0.00274	0.0126	g729r8:0:0:1	31
4	2015.09.14 00:55:11	Comdata-in-CLI	AMC Tel -out-CLI	178.22.8.49	149.13.70.108	2.6333	158	8.9	22177	221777087955	Senegal Mobile Orange	33751864191	0.632	0.24	g729r8:0:0:1	16
5	2015.09.14 00:54:14	Dialtel-in-CLI	Antako_out_CLI	144.76.111.198	218.213.211.112	0.1833	11	3.8	91	917091148961	India Other	16092390671	0.00231	0.0126	g729r8:0:0:1	16
6	2015.09.14 00:53:59	Comdata-in-CLI	AMC Tel -out-CLI	178.22.8.49	149.13.70.108	1.1333	68	9.1	22177	221773914247	Senegal Mobile Orange	Restricted	0.272	0.24	g729r8:0:0:1	16
7	2015.09.14 00:53:46	DAS-in	Skyline_out	69.28.231.233	184.107.187.66	0.4833	29	1.8	989	989216431581	Iran Mobile	4033991642	0.03577	0.074	g729r8:0:0:1	16
8	2015.09.14 00:48:27	Comdata-in-CLI	Telecall_out	178.22.8.49	66.165.170.214	0.8	48	0.9	977981	9779818764830	Nepal Mobile Spice	157306994	0.0712	0.089	g729r8:0:0:1	16
9	2015.09.14 00:40:52	SKG-in	Iman_out	194.28.167.73	64.79.82.74	1.0167	61	0.1	98	982537705068	Iran Proper	919419671520	0.06406	0.063	g729r8:0:0:1	16
10	2015.09.14 00:39:29	SKG-in	Iman_out	194.28.167.73	64.79.82.74	3.2833	197	0.1	98	982537705068	Iran Proper	919419671520	0.20685	0.063	g729r8:0:0:1	16
11	2015.09.14 00:38:34	DAS-in	Smartelcom_out	69.28.231.233	144.76.218.176	3.55	213	2.2	989	989111777134	Iran Mobile	61421248623	0.2627	0.074	g729r8:0:0:1	16
12	2015.09.14 00:38:33	Mea-system-in	Iman_out	149.11.138.36	64.79.82.74	10.8	648	0.1	98	983155277009	Iran Proper	4166287192	0.648	0.06	g729r8:0:0:1	16
13	2015.09.14 00:35:30	SKG-in	Iman_out	194.28.167.73	64.79.82.74	0.6167	37	0.1	98	982537705068	Iran Proper	919419671520	0.03886	0.063	g729r8:0:0:1	16
14	2015.09.14 00:33:52	smartelcom- CLI-in	AMC Tel -out-CLI	144.76.218.176	149.13.70.108	0.2167	13	0.5	9891	989132055636	Iran Mobile MCI	0016478336245	0.02481	0.1145	g729r8:0:0:1	16
15	2015.09.14 00:32:19	DAS-in	Smartelcom_out	69.28.231.233	144.76.218.176	0.5167	31	0.6	989	989378246038	Iran Mobile	13304003369	0.03824	0.074	g711ulaw:0:0:1	16

Рис.10. Приклад представлення статистики про дзвінки на *web*-інтерфейсі у табличному вигляді

Висновок

В представленій статті розглянута функціональна модель програмного комутатора, схема взаємодії його органів управління та алгоритм роботи основних компонентів *Softswitch* в процесі функціонування. Також проаналізовані компоненти бази даних та відповідні таблиці, які відповідають за збір оброку службової інформації, яка використовується в процесі обслуговування абонентів. Розглянуто основні параметри ефективності роботи *Softswitch* та порядок їх розрахунку.

Таким чином, можна зробити висновок, що ядром мультисервісної мережі може використовуватися *Softswitch*, який на даний час являє собою програмну реалізацію функцій: узгодження обміном сигналізації; управління доступом абонентів; контролю встановлення та підтримки з'єднань між абонентами; збору і обробки статистики; білінгу.

В подальшому планується провести оцінку ефективності роботи *Softswitch* при різних умовах функціонування в залежності від об'єму вхідного навантаження та продуктивності апаратного та програмного забезпечення з урахуванням роботи протоколів передачі медіа-даних та протоколів сигналізації.

ЛІТЕРАТУРА

1. Гольдштейн А.Б., Гольдштейн Б.С. SOFTSWITCH СПб.: БХВ – Санкт-Петербург, 2006. – 368 с.
2. Битнер В. И., Михайлова Ц. Ц. Сети нового поколения – NGN. Учебное пособие для вузов М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 226 с.
3. Glitho R. H., Khendek F., DeMarco A. Creating Value Added Services in Internet Telephony: An Overview and a Case Study on a High Level Service Creation Environment, // IEEE Transactions on Man, Cybernetics and Systems, Part C, Vol.33, No4, 2003, pp. 445 – 457.
4. Гольдштейн Б.С., Кучерявый А.Е. Сети связи пост-NGN СПб.: БХВ-Петербург, 2013. – 160 с.
5. Шнепс-Шнеппе М.А. Архитектура OSA/PARLAY: от роуминга вызова к роумингу приложений // Мобильные системы, 2004. – № 4.
6. Гольдштейн Б. С., Зарубин А. А., Саморезов В. В. Протокол SIP. Справочник СПб.: БХВ – Санкт-Петербург, 2005. – 456 с.
7. Журавлев С.В., Щербакова Е.Н. Применение технологи гибкой коммутации для реализации интеллектуальных услуг // Информ Курьер Связь, 2003 – №3.

METHOD OF NODES RADIOCONNECTIVITY CONTROL IN THE MOBILE RADIO NETWORKS (MANET)

У статті запропоновано метод управління радіозв'язністю вузлів мобільних радіомереж на основі комплексного застосування нечіткої логіки та технології інтелектуальних агентів. Суть методу полягає в інтеграції функцій прикладного, мережевого та фізичного рівнів моделі OSI для підтримання радіозв'язності між мобільними вузлами в процесі передачі інформації. В умовах високої динаміки зміни топології, які характерні радіомережам класу MANET, це дозволить не лише підвищити ймовірність успішного прийому пакетів, але й скоротити енергетичні та часові витрати на їх передачу.

Романюк В.А., Сова О.Я., Симоненко А.А., Сальник С.В. Метод управления радиосвязностью узлов мобильных радиосетей класса MANET. В статье предложен метод управления радиосвязностью узлов мобильных радиосетей на основе комплексного применения нечеткой логики и технологии интеллектуальных агентов. Суть метода заключается в интеграции функций прикладного, сетевого и физического уровней модели OSI для поддержания радиосвязности между мобильными узлами в процессе передачи информации. В условиях высокой динамики изменения топологии, которые характерны радиосетям класса MANET, это позволит не только повысить вероятность успешного приема пакетов, но и сократить энергетические и временные затраты на их передачу.

V. Romanyuk, O. Sova, O. Symonenko, S. Salnyk Method of nodes radioconnectivity control in the mobile radio networks (MANET). The method of nodes radioconnectivity control in the mobile radio networks based on integrated using of fuzzy logic and intelligent agent technologies is proposed in the article. The method consists in functions integration of application, network and physical OSI levels to support radioconnectivity between mobile nodes in the time of information transmission. In highly dynamic topology changes conditions, which is characterifc for the MANET, it will allow not only to increase the probability of successful packets reception, but also to reduce energy and time for their transfer.

Key words: radioconnectivity, intelligent management system, mobile radio network, intelligent agents.

Relevance of the research. Combat units management in modern military operations requires a full informativeness of officials regards to the situation on the battlefield at any given time. Collection, processing and responsiveness of such an information in the tactical command and control link are possible only through the use of the modern radio communication networks that can provide "anywhere anytime" principle of communication. Examples of such networks are the mobile radio networks (MRN) of MANET class (Mobile Ad-Hoc Network) [1], the main feature operation of which – the all nodes mobility and the ability to organize themselves in the radio network without advance expanded network infrastructure under uncertainty (the reliable information about the situation on the battlefield is absent). Another feature operation of MRN is that almost every node running on battery power, limited capacity of which affects directly on a "lifetime" of mobile node and therefore on its ability to take part in the reception and data transmission [2].

In MRN the data transmission between transmitter and addressee (addressees) can be carried out both directly and by intermediate nodes retransmission. The main condition for successful reception and data transmission between any two nodes is a radio connectivity presence between them. Due to the full mobility of MRN elements (both nodes and base stations) the radio connectivity between mobile nodes is possible both by controlling the transmitter power and by choosing the optimal routes of transmission between transmitter and addressee nodes. Thus, both of the cases adduct a current task, which is to choose such a control solutions that can provide data transmission in MRN with a given quality of service and also can minimize energy source of mobile nodes. Given the conditions of uncertainty which characterize the functioning of MRN and unpredictable tactical situation (nodes physical destruction, impact of the radio electric suppression, variations of nodes speed and directions of transfer in each moment). This task can be solved by comprehensive using of fuzzy logic and technologies of intelligent agents.

Accordingly, *the purpose* of the article is to develop a method of nodes radioconnectivity control in the mobile radio networks of MANET class. *The object* of the research is the data transmission in MRN. *The subject* of the research is a method of mobile nodes radioconnectivity providing.

The analysis of the subject area. As noted above, according to the MRN topology, that is defined of organizational structure of combat forces in a tactical link of command and control (Fig. 1), the data transmission between transmitter and addressee (addressees) can be carried out both directly and by intermediate nodes retransmission using predefined routes (or route) of transmission [3]. However, in any case, the MRN successful transmission between two nodes can occur only if radioconnectivity presences between them. Lack or loss of radioconnectivity during a data transmission lead to inability of communication between nodes or break the existing transmission route. In the first case it can directly affects the quality of combat forces management due to inability to deliver management commands to individual combat units. In the second case – it will negative affects the quality of data transmission because of the delays, that associated with a necessary to find out new routes between transmitter and addressee.

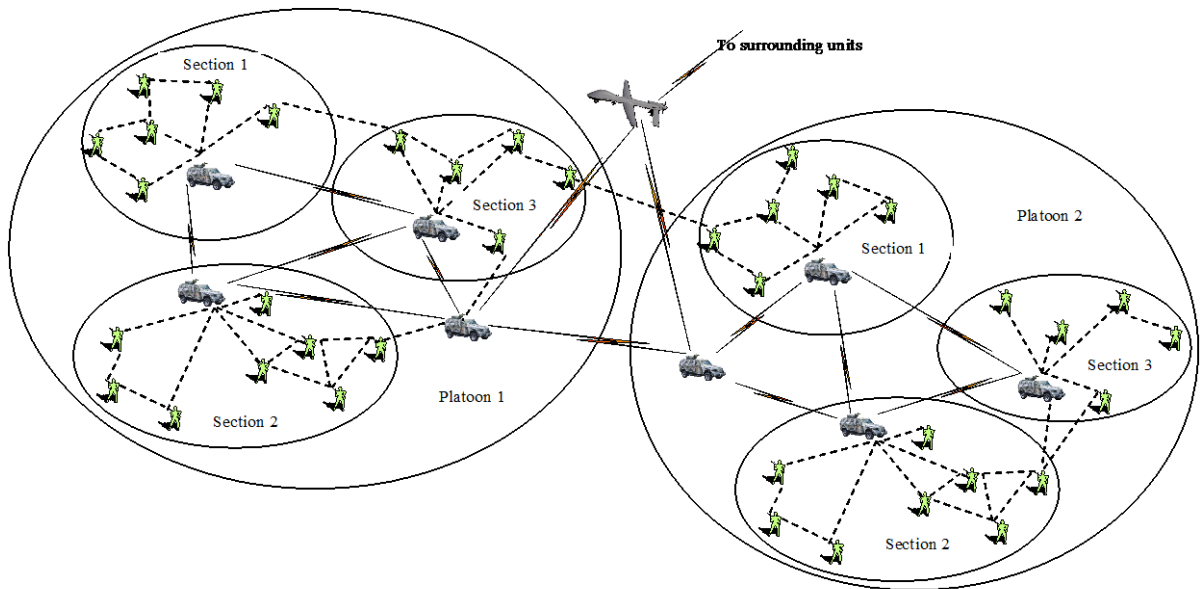


Fig. 1. Radioconnectivity mobile nodes of the mobile radio networks (section-platoon)

Radioconnectivity Z_{ij} – the mutual location of transmitter node i and addressee node j in each other radiovisibility zone (Fig. 2), that ensures the specified service quality (QoS) of ξ - traffic type. In general, the physical layer of the OSI model the service quality of each traffic type $\xi = 1, 3$ (data, speech, video) determined by acceptable value probability of erroneous reception of information bits $BER_{\xi_{ij}}$ (*Bit Error Rate*) [4], that is assessed on the statistical data. However, due to the dynamic nature of the MRN functioning and a high MRN rate of radio settings change assume – the decisions about quality of traffic service will be taken by node SU based on the current values of the signal / noise ($SINR$) at the receiver input (error rate [5]):

$$BER_{\xi_{ij}} = f(SINR_{ij}), \quad (1)$$

that is determined by

$$SINR_{ij} = \frac{p_{ij}G_{ij}}{\sum_{k \neq j} p_{kj}G_{kj} + \eta_j}, \quad (2)$$

$$G_{ij} = k_a F d_{ij}^{-\alpha}, \quad (3)$$

$i, j, k \in N$ – MRN area nodes; p_i – i -node transmission power; G_{ij} – attenuation value between nodes $i-j$; k_a – antennas characteristics coefficient; F – attenuation factor; d_{ij} – distance between nodes $i-j$; $\alpha=2..4$ – degree of power loss, depending on radio wave propagation conditions; η_j – noise power spectral density in the receiver passband.

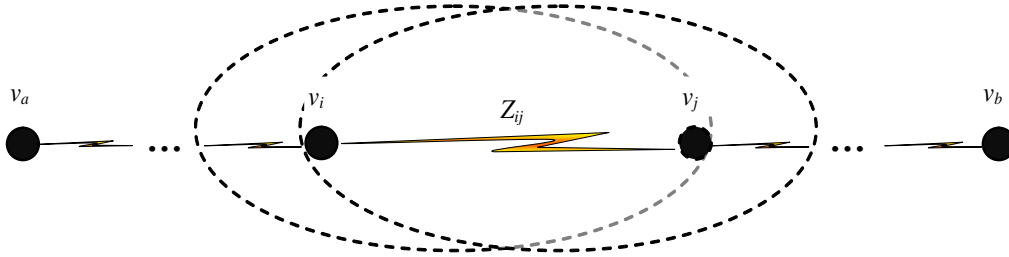


Fig. 2. Radioconnectivity between two nodes in MRN

Herewith, to avoid transmission interruptions associated with a sharp decrease of $SINR$ when receiving (through the increasing noise in a radio channel or through the fading signal, etc.), it is necessary that the following conditions are fulfilled:

$$SINR_{ij} \geq SINR_{allowable}, \quad (4)$$

$$p_s - p_{rs} \geq p_{es}, \quad (5)$$

where $SINR_{allowable}$ – defined by specific model and mobile node transceiver parameters; p_{rs} – real receiver sensitivity; p_{es} – energy supply. Requires coefficient p_{es} shows that node needs time for transmitter power decision in a case of sharp changes of signal reception p_s , which depends on mobile nodes speed and radio wave propagation conditions.

The main reasons for radioconnectivity loss between MRN nodes may be: mobile node destruction, node battery discharging and node output out of mutual radiovisibility zone. However, as noted above, two last reasons are directly dependent on a mobile node data transmission power, but they have different physical nature: increasing of nodes transmit power leads to increase the probability of successful packets reception, but requires more energy of batteries and creates a high mutual interferences that causes a sharp decrease of radio network bandwidth capabilities.

In fixed wireless telecommunication networks (GSM, CDMA, 802.11 standards), where the mobile are only subscribers and transmission routes between them are built through a fixed telecommunication network, the node radioconnectivity control with a base station is carried out by changing the transmission power $p_{ij}(t)$. RSSI index (Eng. Received Signal Strength Indication) determines a reception signal level [6]: if RSSI is low – the transmitter signal has to be powerup and vice versa. For example, in cellular networks with a code division the power control is performed by the following iterative rule [7]:

$$p_{ij}(t) = \min_{p_{ij} \leq p_{ij\max}} \left(\frac{SINR_{доп}}{SINR_{ij}(t-1)} p_{ij}(t-1) \right). \quad (6)$$

From the rule (6) we can see, that fixed wireless network nodes select the minimum power only through the formula $\frac{SINR_{allowable}}{SINR_{ij}(t-1)}$. In other words, if the signal level exceeds the threshold, the transmission power decreases and vice versa. At that – transmitter node work at a minimum level let to minimizes a battery capacity (although this figure is not taken into a transmission power control) and to reduce mutual interference in a wireless network.

However, the main difference MRN from cellular networks is a lack of base stations and, as a result, fixed transmission routes between transmitter and addressee nodes, that makes the routing problem one of the main in MRN engineering. Also, as noted above, the full node battery capacity

flow, that is used in a tactical wireless network, can lead not only to the inability to receive and transmit an information by the given node, but also to the inability to use this node as a retransmitter. This, in its turn, can lead to MRN essential topological modifications, that can affect negatively to the quality of data transmission in MRN and management of combat units in general.

Above said aspects, MRN need new approaches to providing nodes radioconnectivity. One of them – is finding and using the optimized route of transmission between transmitter and addressee, that, together with the control of transmission power, will not only increase the probability of successful packets reception (by increasing SINR), but also reduce their energy and time costs for transfer [8]. This is because of the dependence of the necessary transmission power from a distance is not linear, so a several „short” intervals route, consumes less power than a „long” intervals route – $p_{ij} > p_{ik} + p_{kj}$, but transmission packet delay will be greater along such a route $t_{ij} < t_{ik} + t_{kj}$ (fig. 3).

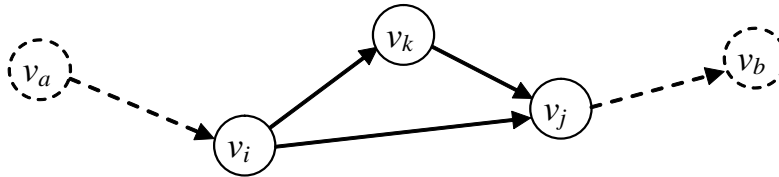


Fig. 3. Example of network construction

For this in MRN usage routing protocols [2] as a cost metric of the route, except of packets time difference, a minimum power transmission level is proposed for usage between i and j nodes and for providing a given value of bit error probability of (1), also an index, that displays the status of a node battery at present sampling time $e_i^{\delta}(t)$, and also a priority (importance) of the information $\Pi_{\xi_{ij}}$, transmitted in the radio channel.

Task description of scientific research. Due to the inability to collect a real-time information about whole MRN status we will consider a dataflow routing process in the information line $a - b$, that consists of tail-end a and b nodes (transmitter and addressee), and also a good number of nodes that form transmitting channels between a and b .

MRN preset parameters: network is a flow graph $G = (V, E)$, where $V = \{v_i\}, i = \overline{1, N}$ – a number of nodes in random allocation, each of which has an ID number, and $E = \{e_l\}, l = \overline{1, L}$ – a number of radio channels between mobile nodes (symmetrical, half-duplex). N – MRN nodes total number. Each node is equipped with a battery and its capacity at any specific time t can not be higher than some maximum value $e_i^{\delta}(t) \leq e_{i\max}^{\delta}$. MRN nodes can change a transmitter power according to the situation $p_i(t) \leq p_{i\max}$. Also, each mobile node receiver is characterized by a usable sensitivity p_{p_i} , which determines the minimum signal strength p_c , that node can receive. Each mobile node has an intelligent control system (ICS), that consists of a variety of subsystems, that have functions of node and network resources control according to the OSI model levels [9]. In [10] for node ICS subsystems construction we are proposed to use a knowledge processing technology and intelligent agents (IA) technology that can allow ICS to take control decisions under uncompleteness and ambiguity of information and about MRN. Addressees number in each session – is one (single-user transmission); m_{ab} – route between node-transmitter v_a and node-addressee v_b , that consists of h intervals of retransmitting ($h = \overline{1, N-1}$); route between transmitter and addressee is according to the OLSR [11] protocol, that gives information to the node-transmitter about neighbor nodes v_k , that are on the one or two intervals of retranslations.

Admission: According to the organizational structure of units in command tactical level, the smallest MRN area, that needs a fixed coupler between nodes, is a variety of section or platoon nodes (Fig. 1), that is $N \leq 10$. From Fig. 1, in area (section) the connection between mobile nodes is direct or with a routes construction by using a minimum amount of retranslations (up to three).

Given that each node has information about neighbor units, decentralized principle MRN management and dynamic nature of their service (frequent MRN topology changes are caused all nodes mobility), and we can conclude that the radioconnectivity is better to be considered separately between each pair of nodes that forms h interval, but not on the whole transmission route m_{ab} .

Simplifying a good number of parameters, that determine the state of node and MRN, we mark as $X = \{x_b(t)\}$, $b = \overline{1, B}$.

The variety of requirements to radioconnectivity control methods $\{Bq\} = \{B_1, B_2, B_3\}$: operation in a decentralized management; minimum loading of network with service information; interoperability with different layers of OSI model.

Necessary: to synthesize the method of nodes radioconnectivity control in the MRN, that will consider the situation $X(t) = \{x_b(t)\}$, $b = \overline{1, B}$, in MRN (or its area), will allow for such administrative decisions on the physical $U_\phi(t)$ and network $U_m(t)$ OSI model layers and will satisfy a system objective function

$$U^*(t) = \arg \underset{U_\phi(t), U_m(t) \in \Omega}{opt} Y(t)(X(t), U_\phi(t), U_m(t)), \forall Z_{ij} = 1, i, j \in N, i \neq j, \quad (7)$$

where

$$Y(t) = P(t) \cup M(t); \quad (8)$$

$$X(t) = \{p_{ij}(t), p_c(t), p_{pч}, BER_{\xi_{ij}}(t), m_{ab}, e_i^\delta(t), \xi(t), \Pi_{\xi_{ij}}\}, \quad (9)$$

and allow to minimize the energy resource costs of mobile nodes and provide a given quality of ξ -type traffic service on transmission route m_{ab} with resource limit

$$\Omega = \{p_{ij} \leq p_{i\max}, p_{c_i}(t) \geq p_{pч}, BER_{\xi_{ij}}(t) \leq BER_{дон\xi}, e_{ij\min}^\delta < e_i^\delta \leq e_{i\max}^\delta\}, \quad (10)$$

where $U_\delta(t)$ – variety of control decisions of SU node at the physical layer of OSI model for choosing the optimal values of transmitted power $P(t) = \{p_{ij}(t)\}$, $i, j = \overline{1, N}$ in radio channel ij ; $U_i(t)$ – variety of control decisions at the network service layer of OSI model for choosing the optimal transmission routes $M(t) = \{m_{ab}(t)\}$, $a, b = \overline{1, N}$ between transmitter node v_a and addressee node v_b or interconnection node v_i and v_j in route m_{ab} ; $e_{ij\min}^\delta$ – the minimum battery capacity, required for volume of traffic flow transmission, that is defined in the current connection (for pulsing/random traffic, such as speech or video in real time, is defined by minimum allowed battery capacity $e_{ij\min}^\delta$, that required for the node operation); $\Pi_{\xi_{ij}}$ – priority of ξ traffic type in channel ij .

The new method of nodes radioconnectivity control in the MRN. Given above analysis of possible ways of improving the control effectiveness of radioconnectivity of MRN nodes, a new method of nodes radioconnectivity control in the MRN can be proposed. The principle of a new method is in the decision for finding new routes, that based on a predictive lifetime of the current route, that is calculated by the parameter of residual capacitance of nodal batteries, maximum power of transmitter signal of addressee–node, valued $BER_{\xi_{ij}}$.

The choice of these parameters as criterias of providing radioconnectivity, is determines that each MRN node is powered by batteries, that is why its capacity defines a node „lifetime” in a transmission direction and each node has a maximum capacity of signal transmission $p_{i\max}$. After that, cost estimates of capacity of nodal battery will allow to account a node energy needs, that coupled with the reception and data transmission and service processing by nodal processor and also predict a node "lifetime" in transmission direction, that will allow to build new routes beforehand, except nodes, that have a low residual capacitance of batteries.

The proposed nodes provides three main phases of operation (Fig. 4). *The first phase* is the input data processing by information node v_b about a network status in the direction $a-b$ (Fig. 5).

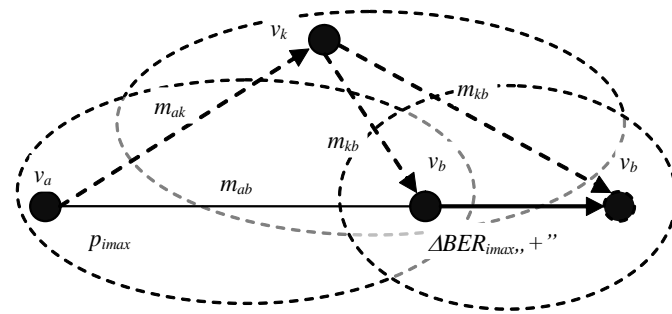


Fig. 4. Example of method of nodes radioconnectivity control at maximum transmitter power and high values of the error index at the reception

For this, node v_b calculates the values of the error index $BER_{\xi ab}$.

With the ascending of $BER_{\xi ab}$ node v_b sends a maintenance and control message to addressee node v_a .

In the *second phase*, on the basis of a receiving service information from addressee node v_b to transmitter node v_a about increasing $BER_{\xi ab}$, the decision to increase transmitter power is concluded (in the case of nodal resources). At the approach to the maximum transmitter signal $p_{a\max}$ or fast (maximum transmitter power $p_{a\max}$) nodal battery discharge (in other words – near value $e_{ij\min}^{\delta}$), node v_a starts to search for alternative routes of transmission.

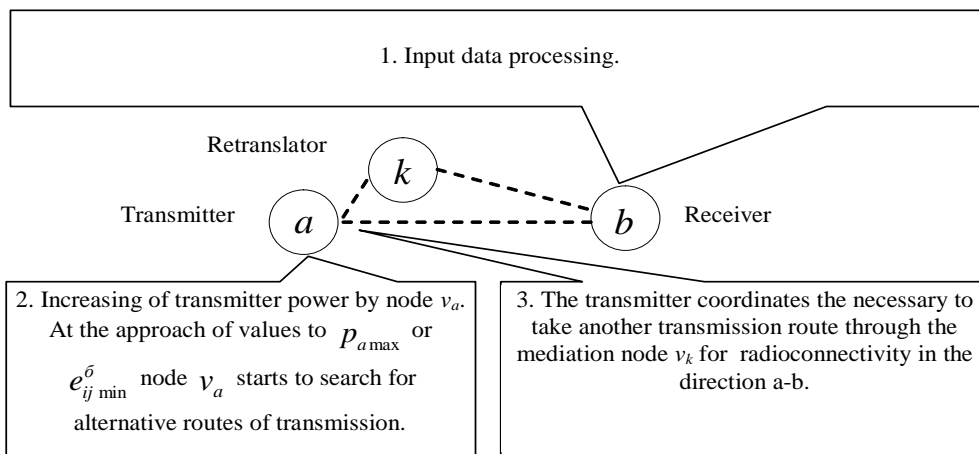


Fig. 5. Phases of the proposed method

In the *third phase* node v_a connects to an alternative neighbor node, which is the optimized among a variety of other nodes in the transmission direction $a-b$ v_k (a mediation node in the direction of transmission).

Radioconnectivity, that is provided with it, has a high quality of service and minimum transmission power $p_{a\min}$, that gives an energy conservation and increasing of lifetime $T_m(t)$ of the route m_{ab} – it's a route between transmitter node v_a and addressee node v_b . After that radioconnectivity in the direction is through a mediation node v_k .

In a case of several mediation nodes for a route building, node v_i can serve for and a minimum nodal resources can be used for radioconnectivity with it.

According to the expressions (1) – (5) at the physical layer of OSI model a condition for a successful data transmission between each node pair $i - j$ in transmission route m_{ab} (or two nodes a and b) can be written in such a form:

$$Z_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{if } BER_{доп\xi} - BER_{\xi_{ij}}(t) > 0; \\ 0, & \text{y than,} \end{cases} \quad (11)$$

where Z_{ij} – radioconnectivity between nodes i and j ($i, j \in N, i \neq j$); N – total number MRN nodes or its area; $BER_{\xi_{ij}}(t)$ – particular error value for ξ type of traffic at given time t ; $\hat{A}ER_{\text{ант } \xi}$ – permitted error value for ξ type of traffic.

As noted before, in a case of absence of line-of-sight coverage between transmitter and addressee, radioconnectivity can be achieved by building transmission routes between them [3]. Taking into account the fact that while information transmission route, that consists of h , $h = \overline{1, N-1}$, intervals (retranslations), number of unfixed errors at each interval will be added [5, 4], and we can rewrite the expression (11) as:

$$Z_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{if } BER_{\xi} - \sum_{h=1}^H BER_{\xi}^h(t) > 0; \\ 0, & \text{y than,} \end{cases} \quad (12)$$

where $BER_{\xi}^h(t)$, $h = \overline{1, H}$ – particular error value for ξ type of traffic at given time t between two nodes on the transmission route, that are appropriated h interval of retranslation.

In general, at the physical layer, a dual node interconnection in data transmission can be written with a following equation systems:

$$\begin{cases} BER_{\xi_{ij}}(t) = f(p_{ij}(t), BER_{\xi_{ij}}(t-1)), \\ p_{ij}(t) = g(u_i(t), p_{ij}(t-1)), \end{cases} \quad (13)$$

where $p_{ij}(t), p_{ij}(t-1) \in P(t)$ – transmitter node powers at a current and precedent time $(t-1)$; $BER_{\xi_{ij}}(t)$ and $BER_{\xi_{ij}}(t-1)$ – particular error value for ξ type of traffic at given time (t) and $(t-1)$; $u_i(t) \in U_{\circ}(t)$ – node i managerial solution to select a target value of transmitter power.

However, expressions (11) – (13) do not include the impact of node battery capacity and the transmission path to ensure the possibility of radioconnectivity between nodes. Since these settings $X(t) = \{x_b(t)\}$, $b = \overline{1, B}$ relate to different levels of model OSI (physical and network), then, according to the proposed in [12, 13] Cross – tiered model of network architecture, interaction levels to ensure radioconnectivity units in MRI can be represented by the following scheme (Fig. 6).

As seen from the figure, the information on the set of parameters comes to cross-level, which acts as a database service information. Further processing of the information carried nodal ICS for decision-making on the selection of transmitter power required value, which corresponds to the current situation in MR, or change the existing route of transmission.

As with any ICS, ICS central node takes knowledge base (KB), which contains information on the status of nodes and MR as a whole, as well as rules on the use of this information on the implementation of control nodes and network resources.

Due to the inaccuracy and incompleteness of official information on the situation of knowledge in MR, MR caused by the complexity of the system as a dynamic nature and functioning of its elements, [10] the comprehensive application of fuzzy sets [14] and neural networks [15] to build rules BRs.

The use of neuro-fuzzy systems provide nodal ICS such as learning, adaptation, accumulation and systematization of knowledge about the situation in the marketing year.

In view of the objective function (7) decision making fuzzy system software for radioconnectivity nodes can be represented as follows:

$$y^* = f_y(x_1^*, x_2^*, \dots, x_b^*), \quad b = \overline{1, B} \quad (14)$$

where $X^* = \langle x_1^*, x_2^*, \dots, x_b^* \rangle$ – the vector of fixed variables which act on the input node ICS; y^* – the value of output variable that displays the selected power level of the transmitter or the decision to transition to new routes of transmission.

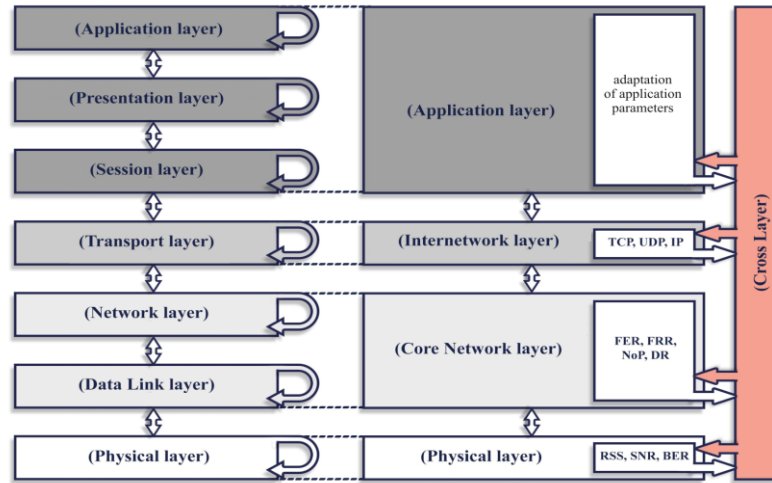


Fig. 6. Example interlevel interaction

Under the system of equations (13) and the objective function (7) as input variables neuro-fuzzy system of radioconnectivity proposed to use the following options assessment unit and MR:

$x_1^* = p_{ij}(t-1)$ – meaning power transmitter node sender at the time;

$x_2^* = BER_{\xi ij}(t) - BER_{\xi ij}(t-1)$ – the difference between the probability of error for ξ -type traffic identified node receiver (t) and ($t-1$) at times;

$x_3^* = e_j^{\bar{o}}, e_{ij \min}^{\bar{o}} < e_j^{\bar{o}} \leq e_{j \max}^{\bar{o}}$ – battery capacity unit–destination (or smart host to route m_{ab});

$x_4^* = \{v_k\}, k \in N$ – information about neighboring nodes, which in time (t) in the zone radioconnectivity th node ($Z_{ik} = 1$);

$x_5^* = \Pi_{\xi ij}$ – priority traffic transmitted in the channel ij (high priority assigned to teams battle management and real-time traffic, lower degree of priority – in traffic, which does not operate in real time and requires guarantees of quality of service [12]).

The task of deciding on maintenance radioconnectivity units is that on the basis of information on vector inputs X^* to determine the output $y^* \in Y$. To solve this problem, a system of fuzzy rules (SDA) type

$$R \text{ if } x_1 \in a_{1m} \text{ TA } x_2 \in a_{2m} \text{ TA } \dots \text{ TA } x_b \in a_{bm}, \quad y \in d_h, \quad (b = \overline{1, B}), \quad (h = \overline{1, H}), \quad (m = \overline{1, M}), \quad (15)$$

where a_{bm} – m linguistic score (term) input variable \tilde{o}_b , which is selected from the respective term –sets; A_b ; d_h rating linguistic output variable y that is defined with the term – set of possible solutions D :

$$A_b = \{a_{b1}, a_{b2}, \dots, a_{bm}\}$$

$$D = \{d_1, d_2, \dots, d_h\}$$

Table 1 shows the basic fuzzy terms mentioned above term – set input and output linguistic variables.

Fig. 7 shows the membership functions for input and output. As seen from the figure, in order to maximize performance neuro-fuzzy system of radioconnectivity proposed to use parametric, normal unimodal, triangular membership function [16].

Knowledge base of radioconnectivity neuro-fuzzy system

Loose	The value of linguistic terms	Note
x_1^* – power transmitter	a_1^1 – low (L); a_1^2 – below average (BA); a_1^3 – average (A) a_1^4 – above average (AV) a_1^5 – maximum (M)	Clear the values obtained from the physical layer
x_2^* – difference of error probability	a_2^1 – negative; a_2^2 – zero; a_2^3 – positive	
x_3^* – the residual capacity of the battery	a_3^1 – high a_3^2 – medium a_3^3 – low	
x_4^* – neighboring nodes	a_4^1 – no; a_4^2 – one; a_4^3 – more than one	Clear the values obtained from the network layer
x_5^* – priority traffic	a_5^1 – high; a_5^2 – average; a_5^3 – low	Clear previously set the values obtained from the application layer
y^* – the decision to provide radioconnectivity	d^1 – to reduce transmitter power; d^2 – to keep the transmitter power at the same level; d^3 – to increase transmitter power; d^4 – move to a new route to the destination nodes; d^5 – to initiate the search for new routes to the destination node, the criterion $\min p_{ij}^*$; d^6 – continue the existing transmission route taking into account the priority of traffic $\prod_{\xi_{ij}}$; d^7 – go to standby radioconnectivity with neighboring nodes	Clear mentioned transmitter power (the physical layer) or decision on the choice of alternative routes of transmission (at the network level)

* Note: Depending on the selected routing method can be used by other criteria (metric) of the route search, for example, the minimum transmission delay time, the maximum capacity batteries and more.

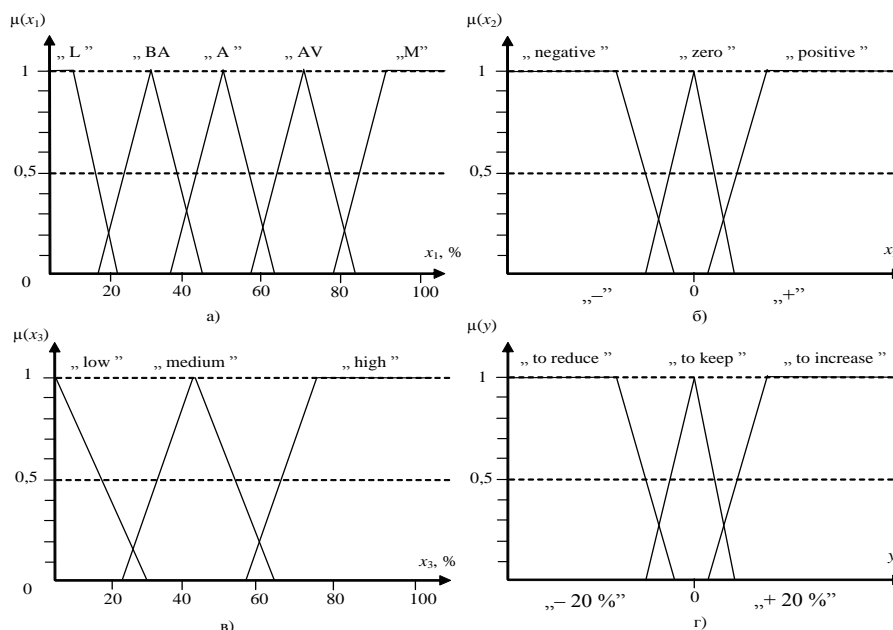


Fig. 7. Functions

In accordance with the values of linguistic terms that reflect the fuzzy decision system of radioconnectivity between nodes MRI (Table. 1), in two groups proposed SDA rules governing the transmission power node sender and the rules for choosing alternative routes to the host–transfer recipient.

Thus, each group of rules should provide two cases of routing transmission: when sending node and the destination node connected directly (route of transmission consists of one interval, $i = a$ and $j = b$, $i, j, a, b \in N$) and when the transmission route consists of h , $h = \overline{1, N-1}$, intervals (Fig. 3). Here are some examples of rules for each case.

1. Direct connection nodes of the sender and recipient.

1.1. Group management rules power transmission unit sender will be as follows:

Rule 1.1.1: IF transmitter power of "low" values AND the difference in error probability of receiving "positive" AND the remaining battery capacity node–recipient "high" maintenance " THAN increase transmitter power."

Rule 1.1.2: IF transmitter power "average" values AND the difference in error probability of receiving "negative" AND the remaining battery capacity node–recipient "average" THAN "reduce transmitter power."

Rule 1.1.3: IF transmitter power "high" AND the difference values at a reception error probability "zero" AND the remaining battery capacity node–recipient "low" THAN "save transmitter power at the same level."

1.2. Terms choosing alternative routes of transmission are used fuzzy system when providing a given service quality traffic cannot be achieved by increasing the transmitter power ($p_{ab}(t) = p_{a\max}$):

Rule 1.2.1: IF transmitter power "maximum" values AND the difference in error probability of receiving "positive" AND junctions neighbors "one" THAN "move to a new route to the destination node," (Fig. 6).

Rule 1.2.2: IF transmitter power "maximum" values AND the difference in error probability of receiving "positive" AND junctions neighbors "more than" THAN "to initiate the search for new routes to the destination node, the criterion $\min p_{ij}$ ".

Rule 1.2.3: IF transmitter power "maximum" values AND the difference in error probability of receiving "positive" AND junction's neighbors "no" THAN "go to standby radioconnectivity with neighboring nodes."

2. Plug the sender and recipient nodes using route.

2.1. Group control rules power transmission unit to the sender when nodes v_a and v_b are intermediate (relay) transmission route (Fig. 8) will have the same form as in the case of direct connection nodes (rule 1.1.1 – 1.1.3).

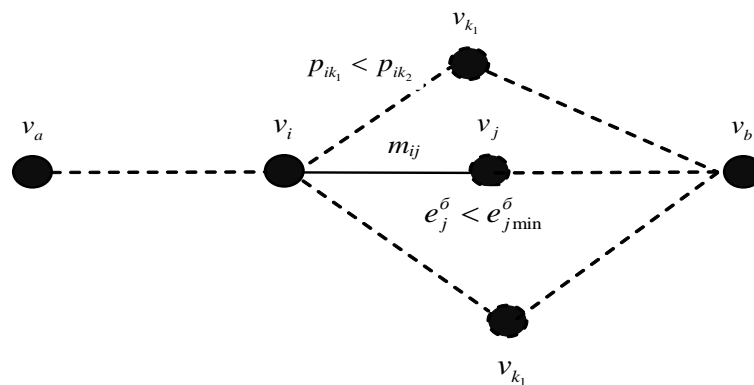


Fig. 8. Implementation example that select an alternate node on the route of transmission at low battery capacity intermediate node on the route of transmission

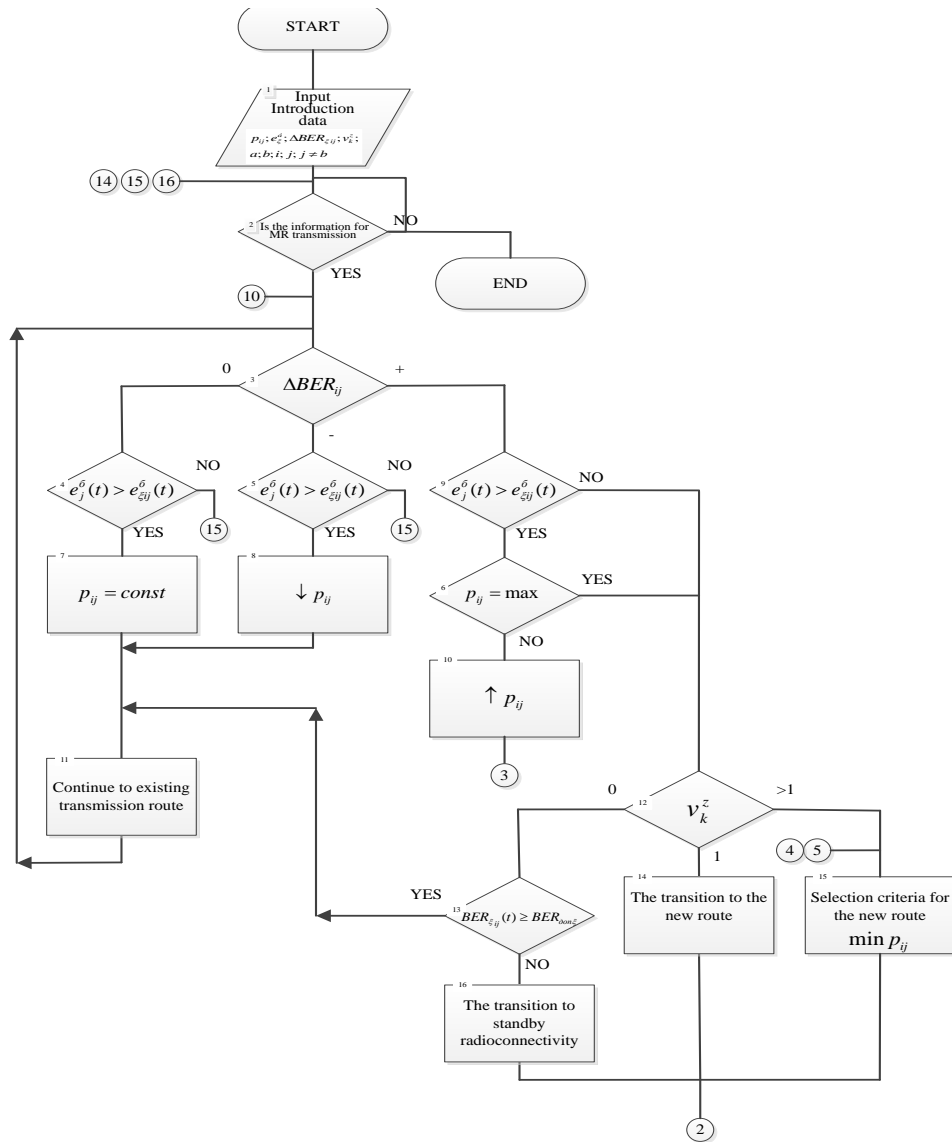


Fig. 6. Algorithm of operation control method of radioconnectivity transmission route for $j \neq b$

2.2. Terms of choosing alternative routes. As noted above, the loss of radioconnectivity between intermediate nodes on the route of transmission (through mobility nodes or exhaustion capacity batteries) may lead to rupture of the existing route and, consequently, lead to delay sending packets of data related to the need to find new routes between sender and recipient. To avoid this situation, in addition to the above rules 1.2.1 – 1.2.3, there are rules for choosing alternative routes of transmission, taking into account the capacity of the battery option th node and priority traffic is passed:

Rule 2.2.1: IF transmitter power "above average" values AND the difference in error probability of receiving "negative" AND the remaining battery capacity j -th node "low" and components neighbors "one" THAN "move to a new route to the destination node,".

Rule 2.2.2: IF transmitter power "above average" values AND the difference in error probability of receiving "zero" AND the remaining battery capacity j -th node "low" and components neighbors "more than" THAN "to initiate the search for new routes to the destination node, the criterion $\min p_{ij}$ " (Fig. 7).

Rule 2.2.3: IF transmitter power "average" values AND the difference in error probability of receiving "zero" AND the remaining battery capacity j -th node "low" and components neighbors "no" and the priority of traffic "high" THAN "continue existing transmission route."

Operation of the control method of radioconnectivity units of mobile radio networks in an integrated use of fuzzy logic technology and intelligent agents can be represented using the algorithm (Fig. 9):

If the node is the final route of transmission, we cannot manage radioconnectivity by changing parameters nodal batteries, that for this case algorithm of the control method of radioconnectivity units have simplified form (Fig. 10).

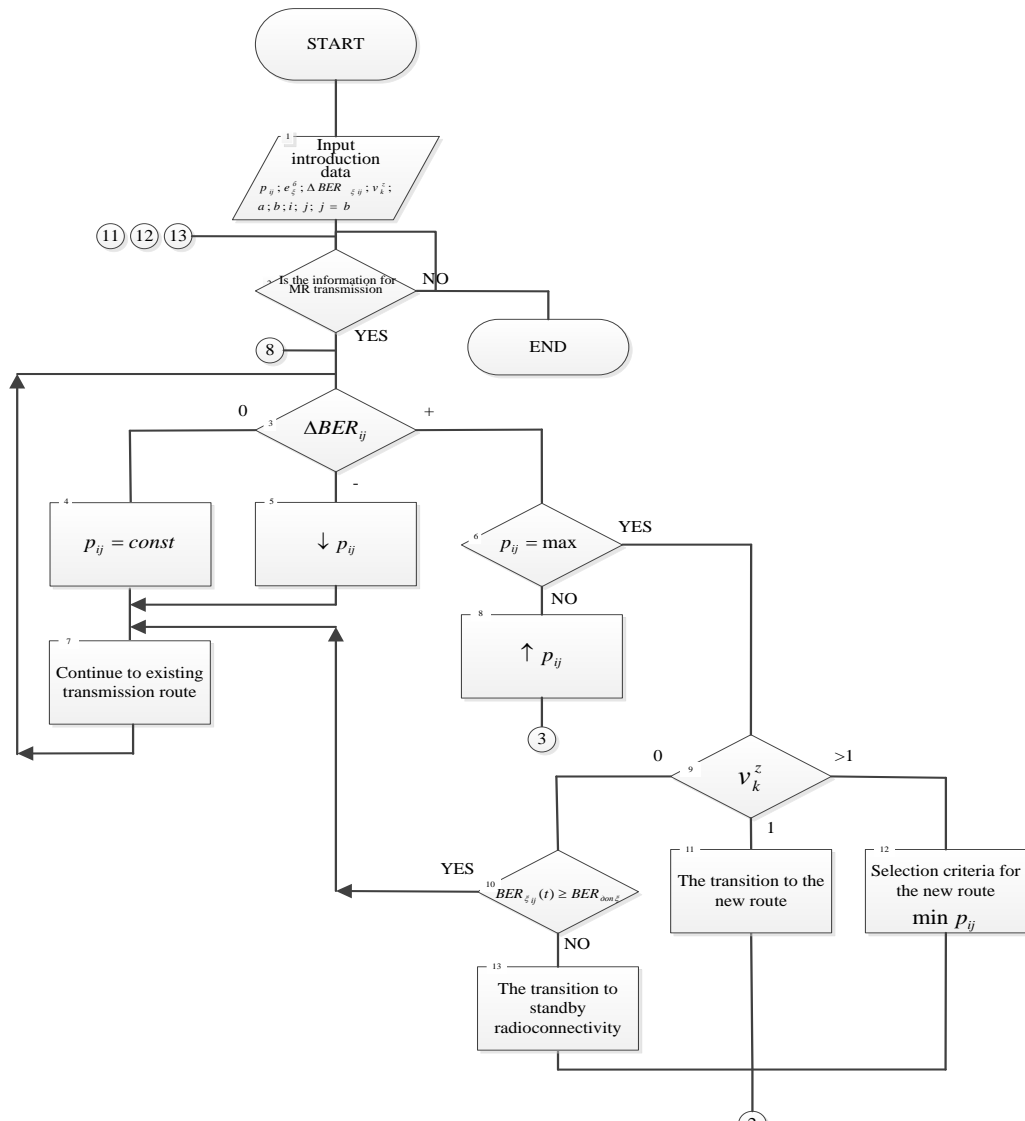


Fig. 10. Algorithm of operation control method radioconnectivity transmission route for $j = b$

Conclusions. Thus, the nodes radioconnectivity control method in the mobile radio networks (MANET) was firstly proposed in the article. The method is to integrate functions of application, network and physical levels of the OSI model to support radioconnectivity between mobile nodes during data transmission.

Unlike the proposed methods for fixed radio networks that provide radioconnectivity between the base station and transmission power control means, in the presented method additionally proposed to solve the problem of providing radioconnectivity between mobile nodes by finding and

using optimal routes of transmission between the sender and the recipient, taking into account the capacity of the battery units participating in the formation of the route.

To do this, based on the integrated use of fuzzy logic and machine neural networks, the proposed method of two groups of fuzzy rules, depending on the parameters of nodes allow to select the required value of the power transmission unit sender or decide on the need for alternative routes of transmission to node-recipient. In conditions of high dynamics changes of topology that are characteristic of the mobile radio networks of MANET class, it will not only increase the probability of successful reception of packets, but also reduce energy and time costs for their transfer.

LITERATURE

1. Conti M. Mobile ad hoc networking: milestones, challenges, and new research directions / Conti M., Giordano S. // *Communications Magazine, IEEE*. – Vol. 52, Issue 1. – P. 85 – 96.
2. Mynochkyn A.I.,. Energy management of mobile radio networks / Mynochkyn A.I., Romaniuk V.A. // *Connect*. – 2004. – № 8. – P. 50 – 53.
3. Mynochkyn AI Routing in mobylnыh radyosetyah – path problem and solutions / Mynochkyn AI, Romaniuk VA // *Communication*. – 2006. – № 7. – S. 49 – 55.
4. A. Goldsmit. Wireless communications / A. Goldsmit. – M.: Technosphere, 2011. – 904 p.
5. Golyanitsky I.A. Mathematical models and methods in radio / I.A. Golyanitsky; ed. Y.A.Gromakova. – M.: Eco-Trendz, 2005. – 440 p.
6. Sauter M. From GSM to LTE: An Introduction to Mobile Networks and Mobile Broadband / Sauter M. – Wiley, 2010. – 480 p.
7. Elbatt T. Joint Scheduling and Power Control for Wireless Ad Hoc Networks / Elbatt T., Ephremides A. // *IEEE Transaction on Wireless Communication*. – 2004. – № 1. – P. 55 – 60.
8. A.I. Minochkin Management of the mobile radio network topology / Minochkin A.I., Romaniuk VA // *Zvyazok*. – 2003. – № 2. – S. 28 – 33.
9. The problem of building control systems in the MANET: Book of abstracts of reports and speeches of the participants of the XX International Crimean Conference ["Microwave equipment and telecommunication technologies"]. / [Romaniuk V.A., Sova O.J., Zhuk, Mynochkyn D.A.]. – Sevastopol, 2010. – S. 43 – 44.
10. Methods of processing of knowledge about the situation in the MANET node to build intelligent systems management / [Sova O.J., Romaniuk V.A. Minochkin D.A., Romaniuk A.V.] // *Proceedings of VITI DUT*. – 2014. – № 1. – P. 97 – 110.
11. A. Kiryanov Methods Studies of OLSR protocol characteristics at inclusion / Turn node communication / Kiryanov A.A, Safonov A.E. // *Proceedings 33–YPPY RAS conference "Information Technologies and Systems (ITIS)"*. – 2010. – p. 20 – 29.
12. Investigating Communication Architecture For Tactical Radio Networks Design / [Suman B., Sharma S.C., Pant M., Kumar S.] // *International Journal of Research in Engineering & Applied Sciences*. – Vol. 2, Issue 2. – 2012. – P. 106 – 118.
13. Romaniuk V.A. Directions improve the efficiency of mobile tactical radio networks, reports and abstracts of the participants of VII scientific workshop ["Priority directions of development of telecommunication systems and networks for special purposes"], (Kyiv, October 24, 2013.) / Romaniuk V.A. – K.: VITI DUT, 2013. – P. 40 – 56.
14. L. Zadeh. Concept of linguistic variable and its application to the adoption of the approximate solutions / L. Zadeh – M.: Mir, 1976. – 166 p.
15. Rutkovskyy L. Artificial neural networks. Theory and practice / Rutkovskyy L. – N.: Telecom, 2010. – 520 p.
16. D. Rutkovskaya D. Neural networks, genetic algorithms and fuzzy systems / Rutkovskaya D. Pylynsky M, L.; Rutkovskyy Per. s Polish Y.D. Rudynskoho. – M.: Telecom, 2004. – 452 p.
17. A.V. Leonenkov. Fuzzy modeling in MATLAB and fuzzyTECH / AV Leonenkov – SPb.: BHV – Petersburg, 2005. – 736 p.

ВАРІАНТ ЗАСТОСУВАННЯ ГЕНЕТИЧНОГО АЛГОРИТМУ ДЛЯ РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧ ДІАГНОСТИКИ НА БАЗІ НЕЧІТКИХ ВІДНОШЕНЬ

У статті розглядається методика чисельного рішення систем нечітких логічних рівнянь за допомогою генетичного алгоритму, яка передбачає отримання оптимального розв'язку за рахунок підстройки результатів діагностики по мірі переходу від однієї причини до іншої.

Самойлов І.В. Вариант использования генетического алгоритма для решения задач диагностики на базе нечетких отношений. В статье рассматривается методика численного решения систем нечетких логических уравнений с помощью генетического алгоритма, которая предусматривает получение оптимального решения за счет подстройки результатов диагностики по мере перехода от одной причины к другой.

I.Samoilov A use of genetic algorithm to solve the problems of diagnosis based on fuzzy relationship. The article discusses the technique of solving systems of fuzzy logic equations by using a genetic algorithm, which provides an optimal solution by adjusting the diagnostic results as we move from one cause to another.

Ключові слова: діагностика, нечіткі відношення, нечіткі логічні рівняння, генетичний алгоритм, хромосома, схрещування, мутація.

Актуальність. Сучасні технічні системи є складними апаратно-програмними комплексами, що постійно вдосконалюються, розвиваються та модернізуються. Використання таких систем у провідних високотехнологічних сферах (зв'язок, системи управління, телекомунікації тощо) вимагає забезпечення високого рівня надійності їх функціонування. Одним із методів підвищення надійності є розроблення і впровадження ефективних апаратно-програмних засобів діагностування. Однією з центральних задач діагностики є встановлення причин виникнення несправностей та їх усунення.

Теорія нечітких множин є зручним засобом формалізації експертної інформації при моделюванні причинно-наслідкових зв'язків в задачах технічної діагностики [1]. Модель об'єкта діагностики, як правило, будується на основі композиційного правила виведення Заде, яке зв'язує причини та наслідки за допомогою матриці нечітких відношень [2].

Аналіз публікацій. Задача діагностики може формулюватись у формі прямого і оберненого нечіткого логічного виведення. Пряме логічне виведення передбачає знаходження наслідків для відомих причин. У випадку оберненого логічного виведення відбувається відновлення причин на основі наслідків. В багатьох застосуваннях нечіткої логіки до задач діагностики використовується пряме логічне виведення [3, 4]. В той же час обернене логічне виведення використовується недостатньо, що обумовлено відсутністю ефективних алгоритмів розв'язання систем нечітких логічних рівнянь. В [5] запропонована методика розв'язку цієї задачі, яка передбачає отримання оптимального рішення з множини початкових варіантів шляхом застосування генетичних операцій схрещування, мутації і селекції. Але в цій методиці міри значимості всіх причин доводиться визначати одночасно, що призводить до пошуку в безперспективних областях і додаткових витрат часу. Метод, що пропонується, передбачає отримання оптимального розв'язку за рахунок підстройки результатів діагностики по мірі переходу від однієї причини до іншої, що дозволяє зменшити час пошуку рішення.

Мета роботи. Удосконалити методику розв'язання задач діагностики на базі нечітких відношень з використанням генетичного алгоритму, яка б передбачала отримання оптимального розв'язку за рахунок підстройки результатів діагностики по мірі переходу від однієї причини до іншої, що дозволить зменшити час пошуку рішення.

Постановка задачі. Нехай відомо:

- множина вхідних змінних $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$; $x_i \in [\underline{x}_i, \overline{x}_i]$, $i = \overline{1, n}$;
- множина вихідних змінних $Y = (y_1, y_2, \dots, y_m)$; $y_j \in [\underline{y}_j, \overline{y}_j]$, $j = \overline{1, m}$;

– множина причин $D = (d_1, d_2, \dots, d_n)$, де причина d_i , $i = \overline{1, n}$, інтерпретується як нечіткий терм, що описує змінну x_i ;

– множина наслідків $S = (s_1, s_2, \dots, s_m)$, де наслідок s_j , $j = \overline{1, m}$, інтерпретується як нечіткий терм, що описує змінну y_j ;

– відношення між причинами і наслідками $R \subseteq D \times S$.

Задача діагностики у формі оберненого логічного виведення формулюється наступним чином: необхідно відновити причини $D^* = (d_1^*, d_2^*, \dots, d_n^*)$ для заданого вектора вихідних змінних $Y^* = (y_1^*, y_2^*, \dots, y_m^*)$.

Моделювання причинно-наслідкових зв'язків здійснюється шляхом інтерпретації композиційного правила виведення Заде [2]:

$$B = A \circ R, \quad (1)$$

де A і B – нечіткі множини, задані на універсальних множинах D і S :

$$A = \left(\frac{a_1}{d_1}, \frac{a_2}{d_2}, \dots, \frac{a_n}{d_n} \right), \quad B = \left(\frac{b_1}{s_1}, \frac{b_2}{s_2}, \dots, \frac{b_m}{s_m} \right).$$

Тут a_i ($i = \overline{1, n}$) і b_j ($j = \overline{1, m}$) – ступені належності, тобто числа в діапазоні від 0 до 1, що інтерпретуються як міри значимості причин d_i і наслідків s_j ; R – матриця нечітких відношень з елементами r_{ij} , $i = \overline{1, n}$, $j = \overline{1, m}$, r_{ij} – число в діапазоні $[0, 1]$, що характеризує ступінь впливу причини d_i на виникнення наслідку s_j ; \circ – операція max-min композиції.

Задача оберненого логічного виведення ставиться наступним чином. За відомими матрицею R і нечіткою множиною B знайти нечітку множину A . Вважається, що матриця R формується на основі експертних методів. Із співвідношення (1) слідує система нечітких логічних рівнянь:

$$\begin{aligned} b_1 &= (a_1 \wedge r_{11}) \vee (a_2 \wedge r_{21}) \vee \dots \vee (a_n \wedge r_{n1}), \\ b_2 &= (a_1 \wedge r_{12}) \vee (a_2 \wedge r_{22}) \vee \dots \vee (a_n \wedge r_{n2}), \\ &\dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \\ b_m &= (a_1 \wedge r_{1m}) \vee (a_2 \wedge r_{2m}) \vee \dots \vee (a_n \wedge r_{nm}). \end{aligned} \quad (2)$$

З урахуванням того, що в теорії нечітких множин операції \vee і \wedge змінюються на max і min, система (2) переписується у вигляді:

$$b_j = \max_{i=\overline{1, n}} (\min (a_i, r_{ij})), \quad j = \overline{1, m}. \quad (3)$$

Задачу розв'язання системи нечітких логічних рівнянь (3) сформулюємо так. Знайти вектор $a = (a_1, a_2, \dots, a_n)$, який задовольняє обмеженням $a_i \in [0; 1]$, $i = \overline{1, n}$ і забезпечує найменшу відстань між експертними і аналітичними мірами значимості наслідків, тобто між лівою і правою частиною кожного рівняння системи (3):

$$F(a) = \sum_{j=1}^m \left[b_j - \max_{i=\overline{1, n}} (\min (a_i, r_{ij})) \right]^2 = \min_a. \quad (4)$$

В загальному випадку система (3) може мати не єдиний, а множину розв'язків. Тому слідуючи [5], розв'язок системи нечітких логічних рівнянь (3) будемо шукати у вигляді інтервалів:

$$a_i = [\underline{a}_i, \bar{a}_i] \subset [0; 1], \quad i = \overline{1, n}, \quad (5)$$

де \underline{a}_i (\bar{a}_i) – нижня (верхня) межа міри значимості причини d_i .

Формування інтервалів (5) здійснюється шляхом багаторазового розв’язання задачі оптимізації (4) і починається з пошуку її нульового розв’язку. Нульовий розв’язок задачі оптимізації (4) позначимо через $a^{(0)} = (a_1^{(0)}, a_2^{(0)}, \dots, a_n^{(0)})$, де $a_i^{(0)} \in [\underline{a}_i, \bar{a}_i]$, $i = \overline{1, n}$. Верхню межу (\bar{a}_i) потрібно шукати в діапазоні $[a_i^{(0)}, 1]$, а нижню межу (\underline{a}_i) – в діапазоні $[0, a_i^{(0)}]$.

Нехай $a^{(k)} = (a_1^{(k)}, a_2^{(k)}, \dots, a_n^{(k)})$ – k -й розв’язок задачі оптимізації (4), тобто $F(a^{(k)}) = F(a^{(0)})$. При пошуку верхніх меж (\bar{a}_i) вважається, що $a_i^{(k)} \geq a_i^{(k-1)}$, а при пошуку нижніх меж (\underline{a}_i) вважається, що $a_i^{(k)} \leq a_i^{(k-1)}$ (рис. 1).

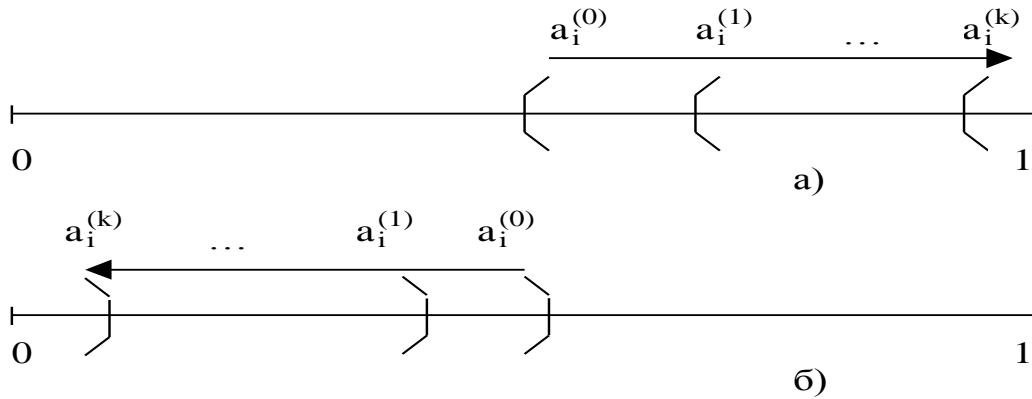


Рис. 1. Схема пошуку верхньої (а) та нижньої (б) меж інтервалу

Встановлення верхніх (нижніх) меж здійснюється за правилом: якщо $a^{(k)} \neq a^{(k-1)}$, то \bar{a}_i (\underline{a}_i) = $a_i^{(k)}$, $i = \overline{1, n}$. Якщо $a^{(k)} = a^{(k-1)}$, то пошук припиняється.

Наближений розв’язок системи нечітких логічних рівнянь може бути отриманий шляхом зведення розв’язання системи (3) до розв’язання послідовності систем спрощеного вигляду. Такий підхід відтворює міркування експерта, який в процесі прийняття рішення послідовно оцінює внесок кожної причини в стан, що спостерігається. На практиці експерт починає аналізувати наявний стан об’єкта з тієї причини, яка має найбільшу вагу і є вирішальною в процесі діагностики. Таким чином експерт поступово формує область пошуку мір значимості причин. Для підстройки мір значимості причин по мірі переходу від однієї причини до іншої розв’язання системи нечітких логічних рівнянь (3) зведено до послідовного розв’язання систем вигляду:

$$\begin{aligned} b_1 &= (a_1 \wedge r_{11}); \\ b_2 &= (a_1 \wedge r_{12}); \\ &\dots \quad \dots \\ b_m &= (a_1 \wedge r_{1m}); \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} b_1 &= (a_1 \wedge r_{11}) \vee (a_2 \wedge r_{21}); \\ b_2 &= (a_1 \wedge r_{12}) \vee (a_2 \wedge r_{22}); \\ &\dots \quad \dots \quad \dots \\ b_m &= (a_1 \wedge r_{1m}) \vee (a_2 \wedge r_{2m}); \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned}
 b_1 &= (a_1 \wedge r_{11}) \vee (a_2 \wedge r_{21}) \vee \dots \vee (a_i \wedge r_{i1}); \\
 b_2 &= (a_1 \wedge r_{12}) \vee (a_2 \wedge r_{22}) \vee \dots \vee (a_i \wedge r_{i2}); \\
 &\dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \\
 b_m &= (a_1 \wedge r_{1m}) \vee (a_2 \wedge r_{2m}) \vee \dots \vee (a_i \wedge r_{im}).
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

Спочатку із системи (6) визначається міра значимості першої причини a_1 . Потім із системи (7) визначаються міри значимості першої і другої причини a_1 і a_2 . При цьому значення a_1 шукається в діапазоні $a_1 = [\underline{a}_1, \overline{a}_1]$, отриманому в результаті розв'язання системи (6). Аналогічно із системи (8) визначаються міри значимості причин a_1, a_2, \dots, a_i . При цьому значення a_1, a_2, \dots, a_{i-1} уточнюються в діапазонах $a_1 = [\underline{a}_1, \overline{a}_1]$, $a_2 = [\underline{a}_2, \overline{a}_2]$, \dots , $a_{i-1} = [\underline{a}_{i-1}, \overline{a}_{i-1}]$, отриманих на попередньому етапі.

Область пошуку управляючих змінних може бути грубо визначена в такий спосіб. Процедура формування області пошуку формалізує міркування експерта, який оцінює внесок кожної причини в стан, що спостерігається. При цьому вважається, що вплив усіх інших причин відсутній. Міркування експерта формалізуються наступним *алгоритмом*:

1. Сформуванати множину D' , $D' = \{d_i / b_j \leq r_{ij}, j = \overline{1, m}\}$, в яку входять причини, що можуть викликати наслідки, які спостерігаються. В цьому випадку для всіх мір значимості наслідків теоретичні значення (r_{ij}) більш ніж експериментальні (b_j).

2. Сформуванати множину D'' , $D'' = \{d_i / b_j > r_{ij}, j = \overline{1, m}\}$, в яку входять причини, що не можуть викликати наслідки, які спостерігаються. В цьому випадку хоча б для однієї міри значимості наслідків теоретичні значення (r_{ij}) менше експериментального (b_j).

3. При оцінюванні інтервалу (5) для причини d_i будемо вважати, що $a_k = 0, k = \overline{1, n}, k \neq i$. Якщо $d_i \in D'$, то інтервал (5) сформуванати шляхом розв'язання системи рівнянь

$$b_j = \min(a_i, r_{ij}), j = \overline{1, m}. \tag{9}$$

Якщо $d_i \in D''$, то інтервал (5) сформуванати шляхом розв'язання системи (9), з якої видалені рівняння, де $b_j > r_{ij}$.

Структура алгоритму знаходження розв'язку має вигляд:

```

begin
  for i: =1 to n do (перехід від однієї причини до іншої)
    begin
      Встановити область пошуку:
       $a_i \in [\underline{a}_i^{(0)}, \overline{a}_i^{(0)}], a_{i-1} \in [\underline{a}_{i-1}^{(0)}, \overline{a}_{i-1}^{(0)}], \dots, a_2 \in [\underline{a}_2^{(0)}, \overline{a}_2^{(0)}], a_1 \in [\underline{a}_1^{(0)}, \overline{a}_1^{(0)}]$ .
      Визначити значення мір значимості причин  $a_1, a_2, \dots, a_i$ .
    end;
  end.

```

Для реалізації генетичного алгоритму розв'язання систем рівнянь (6) – (8) необхідно визначити такі основні поняття і операції [6]: хромосома – закодований варіант розв'язку; популяція – вихідна множина варіантів розв'язків; функція відповідності – критерій відбору варіантів; схрещування – операція отримання варіантів-нащадків із варіантів-батьків; мутація – випадкова зміна елементів хромосом.

Хромосому визначимо як вектор-рядок двійкових кодів розв'язків: розв'язку a_1 для системи (6), розв'язків a_1 і a_2 для системи (7), розв'язків a_1, a_2, \dots, a_i для системи (8) тощо (рис. 2).

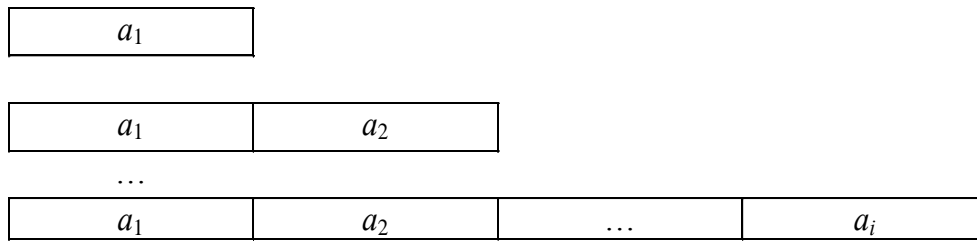


Рис. 2. Структура хромосоми

Хромосоми початкової популяції визначаються таким чином: $a_i = \text{RANDOM}([0, 1])$, $i = \overline{1, n}$, де $\text{RANDOM}([0, 1])$ – випадкове число, рівномірно розподілене на інтервалі $[0, 1]$.

Операція схрещування визначена на рис. 3. Вона виконується шляхом обміну генів всередині кожної змінної a_i , $i = \overline{1, n}$. Точки схрещування, показані пунктиром, вибираються випадковим чином.

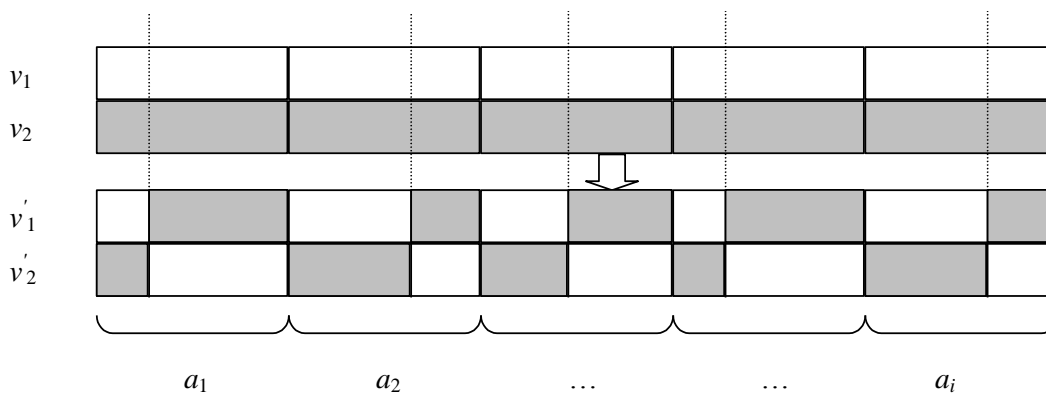


Рис. 3. Операція схрещування

Операція мутації (Mu) полягає у випадковій зміні (з деякою імовірністю P_m) елементів хромосоми $Mu(a_i) = \text{RANDOM}([a_i, \bar{a}_i])$. Оскільки розв'язок кодується двійковим рядком, то мутація зводиться до інвертування окремих бітів.

На кожному етапі генетичного алгоритму функція відповідності визначається як критерій (4), взятий зі знаком мінус:

$$\begin{aligned} FF_1 &= -F(a_1); \\ FF_2 &= -F(a_1, a_2); \\ &\dots \\ FF_i &= -F(a_1, a_2, \dots, a_i); \end{aligned}$$

тобто чим вищий ступінь пристосованості хромосоми до виконання критерію оптимізації, тим більша функція відповідності.

Відбір хромосом-батьків для операції схрещування здійснюється не випадково. Для цього використовувалась процедура селекції, яка дає пріоритет кращим розв'язкам. Чим більша функція відповідності деякої хромосоми, тим більша повинна бути ймовірність того, що дана хромосома дасть потомство [6]. При виконанні генетичного алгоритму розмір популяції залишається постійним. Тому після операцій схрещування і мутації з отриманої популяції необхідно видалити хромосоми, які мають найгірші значення функції відповідності.

Нехай $P(t)$ – хромосоми-батьки, а $C(t)$ – хромосоми-нащадки на t -й ітерації. Загальна структура генетичного алгоритму має вигляд:

begin

$t := 0$

Задати початкову множину $P(t)$.

Оцінити $P(t)$ за допомогою функції відповідності.
 while (немає умови завершення) do
 Породжувати $C(t)$ шляхом схрещування $P(t)$.
 Виконати мутацію $C(t)$.
 Оцінити $C(t)$ за допомогою функції відповідності.
 Вибрати $P(t+1)$ з $P(t)$ і $C(t)$.
 $t := t + 1$
end;
end.

В якості **прикладу** застосування запропонованої методики для отримання розв'язку системи нечітких логічних рівнянь при оберненому логічному виведенні використаємо варіант вирішення задачі пошуку несправностей локальної мережі [7]. Нехай матриця нечітких відношень “причини-наслідки” має вигляд:

$$R = \begin{array}{c|cccc} & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ \hline d_1 & 0,3 & 0,9 & 0,7 & 0,1 \\ \hline d_2 & 0,4 & 0,5 & 0,6 & 0,9 \\ \hline d_3 & 0,6 & 0,7 & 0,3 & 0,1 \\ \hline d_4 & 0,1 & 0,1 & 0,9 & 0,1 \\ \hline d_5 & 0,8 & 0,8 & 0,4 & 0,3 \end{array}$$

Необхідно визначити міри значимості причин $(a_1, a_2, a_3, a_4, a_5)$ для наступних мір значимості наслідків: $b_1=0,2$; $b_2=0,8$; $b_3=0,6$; $b_4=0,1$.

Система нечітких логічних рівнянь (2) в даному випадку виглядає так:

$$\begin{aligned} 0,2 &= (a_1 \wedge 0,3) \vee (a_2 \wedge 0,4) \vee (a_3 \wedge 0,6) \vee (a_4 \wedge 0,1) \vee (a_5 \wedge 0,8), \\ 0,8 &= (a_1 \wedge 0,9) \vee (a_2 \wedge 0,5) \vee (a_3 \wedge 0,7) \vee (a_4 \wedge 0,1) \vee (a_5 \wedge 0,8), \\ 0,6 &= (a_1 \wedge 0,7) \vee (a_2 \wedge 0,6) \vee (a_3 \wedge 0,3) \vee (a_4 \wedge 0,9) \vee (a_5 \wedge 0,4), \\ 0,1 &= (a_1 \wedge 0,1) \vee (a_2 \wedge 0,9) \vee (a_3 \wedge 0,1) \vee (a_4 \wedge 0,1) \vee (a_5 \wedge 0,3). \end{aligned}$$

Процедура формування області пошуку розв'язку включає наступні кроки:

1. Сформуємо множину D' , яка містить причини, що можуть викликати наявний стан об'єкта:

$$D' = \{d_1\},$$

оскільки для причини d_1 умова $b_j \leq r_{ij}$ виконується для всіх $j = \overline{1, m}$.

2. Сформуємо множину D'' , яка містить причини, що не можуть викликати наявний стан об'єкта:

$$D'' = \{d_2, d_3, d_4, d_5\},$$

оскільки для причини d_2 : $b_2 = 0,8 > r_{22} = 0,5$;

для причини d_3 : $b_2 = 0,8 > r_{32} = 0,7$; $b_3 = 0,6 > r_{33} = 0,3$;

для причини d_4 : $b_2 = 0,8 > r_{42} = 0,1$; $b_1 = 0,2 > r_{41} = 0,1$;

для причини d_5 : $b_3 = 0,6 > r_{53} = 0,4$.

3. Для визначення інтервалу $a_1^{(0)} \in [a_1^{(0)}, \bar{a}_1^{(0)}]$ розв'язуємо систему рівнянь при $a_2 = a_3$

$= a_4 = a_5 = 0$:

$$0,2 = (a_1 \wedge 0,3),$$

$$0,8 = (a_1 \wedge 0,9),$$

$$0,6 = (a_1 \wedge 0,7),$$

$$0,1 = (a_1 \wedge 0,1).$$

Звідки $a_1^{(0)} = 0,8$.

Інтервал $a_2^{(0)} \in [\underline{a}_2^{(0)}, \overline{a}_2^{(0)}]$ визначимо шляхом розв'язання системи при $a_1 = a_3 = a_4 = a_5 = 0$, з якої видалене друге рівняння:

$$0,2 = (a_2 \wedge 0,4),$$

$$0,6 = (a_2 \wedge 0,6),$$

$$0,1 = (a_2 \wedge 0,9).$$

Звідки $a_2^{(0)} = [0; 0,2]$.

Аналогічним чином визначаємо інтервали $a_3^{(0)}$, $a_4^{(0)}$, $a_5^{(0)}$ та отримуємо наступну область пошуку розв'язку:

$$a_1^{(0)} = 0,8; \quad a_2^{(0)} = [0; 0,2]; \quad a_3^{(0)} = [0; 0,2]; \quad a_4^{(0)} = [0; 0,6]; \quad a_5^{(0)} = [0; 0,2].$$

Після визначення області пошуку здійснюється визначення мір значимості причин за допомогою використання генетичних операцій схрещування, мутації та селекції над множиною початкових варіантів [5]. Поетапне виконання цієї процедури по мірі переходу від однієї причини до наступної в визначених областях пошуку дозволяє уникнути пошуку в безперспективних областях і додаткових витрат часу.

В результаті використання генетичного алгоритму були одержані наступні міри значимості причин: $a_1=0,7$; $a_2=0,1$; $a_3=0,2$; $a_4=0,6$; $a_5=0,1$, які забезпечують значення критерію оптимізації (4) 0,028 та відповідають ймовірній причині d_1 . Для отримання цього розв'язку знадобилось провести 90 ітерацій, що менше ніж при використанні алгоритму [5].

Висновок. Таким чином, запропонована методика розв'язання задач діагностики на базі нечітких відношень з використанням генетичного алгоритму, яка передбачає отримання оптимального розв'язку за рахунок підстройки результатів діагностики по мірі переходу від однієї причини до іншої, що дозволяє зменшити час пошуку рішення.

ЛІТЕРАТУРА

1. Ротштейн А.П. Интеллектуальные технологии идентификации: нечеткие множества, генетические алгоритмы, нейронные сети. – Винница: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1999. – 320 с.
2. Заде Л. Понятие лингвистической переменной и её применение к принятию приближенных решений. – М.: Мир, 1976. – 167 с.
3. Тэрано. Т., Асаи К., Сугэно М. Прикладные нечеткие системы. – М.: Мир, 1993. – 280 с.
4. Mendel J. Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Direction. – Prentice Hall PTR, USA. – 2001. – 520 p.
5. Ротштейн А.П., Ракитянская А.Б. Решение задачи диагностики на основе нечетких отношений и генетического алгоритма // Кибернетика и системный анализ. – 2001. – № 6 – С. 162 – 170.
6. Haupt R., Haupt S. Practical Genetik Algorithms. – John Willey & Sons. – 1998. – 177 p.
7. Самойлов І.В. Інтелектуальна система діагностики на базі нечітких відношень // Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ “КПІ”. – 2010. – № 2. – С. 105 – 113.

ПОКАЗНИК КІБЕРНЕТИЧНОЇ БЕЗПЕКИ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ У ЧАСІ

Стаття містить викладення деяких принципів, результатів дослідження проблематики кібернетичної безпеки автоматизованої системи у часі. Запропонований показник кібернетичної безпеки автоматизованої системи адитивного виду. Він складається з низки ймовірнісних показників експонентного закону розподілу, стаціонарного граничного стану ланцюга Маркова і своєчасного прийняття рішення. Також були використані нормалізовані показники величини можливої шкоди внаслідок комп'ютерної атаки.

Хусаїнов П.В. Показатель кибернетической безопасности автоматизированной системы во времени. Статья содержит изложение некоторых принципов, результатов исследования проблематики кибернетической безопасности автоматизированной системы во времени. Предложен показатель кибернетической безопасности автоматизированной системы аддитивного вида. Он включает ряд вероятностных показателей экспоненциального закона распределения, стационарного предельного состояния цепи Маркова и своевременного принятия решений. Также были использованы нормализованные показатели величины возможного ущерба вследствие компьютерной атаки.

P. Khusainov Coefficient automated system's cybersecurity in the time. The paper constitutes the statement some principles, results of an investigation into automated system's cybersecurity in the time. Additional coefficient of automated system's cybersecurity is presented. Its coefficient include probable indexes of exponential distribution law, Markov's chain stationary state and on-line decision making. The normalized indicators of potential damage on the computer's attack were also used.

Ключові слова: загрози безпеці інформації кібернетичної природи.

Вступ

На початку 90-х р.р. ХХ ст. теоретико-методологічний базис військового мистецтва збагатився новим напрямом досліджень шляхів здобуття переваги, перемоги над високотехнологічним противником застосовуючи узгоджені за місцем і часом сукупність методів, способів та прийомів інформаційно-психологічного впливу, погіршення якості і безпеки інформаційних процесів, більш оперативного збирання та аналізу розвідувальної інформації, радіоелектронного придушення, руйнування технічних засобів обміну даними і т. ін. [1].

Згодом стало очевидним, що масовий характер потенційно-небезпечних дефектів проектування та реалізації програмного забезпечення (до 5 шт. на 1000 рядків початкового коду) автоматизованих інформаційних систем обумовлює значні перспективи розробки методів, способів, засобів, так званої, „кібернетичної зброї”, особливо, якщо обчислювальне середовище об'єкта руйнівного кібернетичного впливу утворює ОС загального призначення [2 – 4].

Невдовзі (початок 2000-х р.р.) тематика „інформаційних війн” (від англ. – *information and psychological warfare*) почала активно обговорюватися в наукових колах нашої країни, але переважно у воєнно-прикладному аспекті її інформаційно-психологічної складової. Результат досить тривалого, так би мовити наївного періоду, за Д. Гільбертом, втілення у життя будь-якої нової теорії, призвів до появи організаційних структур з відповідними цілями, задачами і функціями, термінології щодо інформаційної безпеки держави у військовій сфері [5].

Одночасно, разом з завершенням узгодження і прийняттям більш менш загальноприйнятого, консенсусного варіанту „термінологічних баталій”, стала очевидною фактична відсутність суттєвих наукових результатів, які б дозволили перейти до практичного вирішення задач аналізу і синтезу систем захисту від „кібернетичної зброї”.

Аналіз останніх публікацій

Згідно нормативних документів технічного захисту інформації (НД ТЗІ) забезпечення захисту інформації в автоматизованій системі (АС) базується на створенні і застосуванні комплексної системи захисту інформації (КСЗІ) в якій, одним з обов'язкових елементів,

поряд із сукупністю організаційних і інженерних заходів, є програмно-апаратний комплекс засобів захисту (КЗЗ).

Основним завданням КЗЗ є реалізація того чи іншого варіанту концепції диспетчера доступу, яка полягає у забезпеченні контролю всіх запитів, що надходять від обчислювальних процесів (суб'єктів) стосовно набуття доступу до об'єктів обчислювального середовища (файлів, каталогів, об'єктів пам'яті, пристроїв і т. ін.) з одночасним прийняттям рішення про допустимість чи заборону такого звертання згідно правил розмежування доступу (ПРД) як ключової частини політики безпеки АС [6].

Теоретичним базисом [7 – 8] концепції диспетчера доступу стала суб'єктно-об'єктна методологія дослідження програмно-технічних систем розвинута ідеєю про перебування системи у безпечному стані, якщо суб'єкти не можуть порушувати ПРД. Її основні положення:

- система – сукупність взаємодіючих суттєвостей суб'єктів та об'єктів;
- взаємодії в системі моделюються встановленням відношень суб'єктів і об'єктів;
- множина типів відношень визначається як набір операцій суб'єктів над об'єктами;
- сукупність множин суб'єктів, об'єктів та відношень між ними – стан системи;
- безпека системи забезпечується шляхом управління доступом суб'єктів до об'єктів;
- безпека системи у часі може бути цілком забезпечена шляхом управління доступом.

Повною мірою остаточно оформлення теоретичних засад диспетчера доступу відбулося з розробкою на її основі низки формальних моделей більш-менш придатних для логічного доведення теорем про безпеку системи (початок 70-х р.р. – середина 80-х р.р. ХХ ст.): Харрісона–Руззо–Ульмана, *Take-Grant*, Белла-ЛаПадулла, дискреційної (від англ. – *Discretionary Access Control, DAC*), мандатної (від англ. – *Mandatory Access Control, MAC*) та рольової (від англ. – *Role Base Access Control, RBAC*) політики управління доступом.

На практиці [9] реалізація суб'єктно-об'єктної парадигми забезпечення безпеки інформації АС зводиться до організації розмежування доступу її користувачів до логічних об'єктів обчислювального середовища з якими асоціюються ті чи інші структурні одиниці інформації. Повноваження на доступ до інформаційних об'єктів у тій чи іншій формі успадковуються обчислювальним процесом, так би мовити, лідером ініційованого сеансу роботи фізичного користувача з АС після його успішної авторизації засобами ОС, який, в свою чергу, забезпечує функціонування текстового або графічного користувацького операційного середовища.

Користувач, виконуючи певні автоматизовані функції у контексті організованої в АС інформаційної технології і звертаючись до того чи іншого об'єкта свого інформаційного домену, кожного разу неявно генерує запит до програмної реалізації диспетчера доступу ядра ОС щодо перевірки відповідності повноважень, атрибутів доступу згідно ПРД. Запуск на виконання користувачем інших програм більш складний ніж читання/запис файлів, але і він зводиться, як правило, до виконання низки запитів до диспетчера доступу ядра ОС щодо визначення правомочності читання системним завантажником з файла, що виконується двійкового коду і даних програми, файлів бібліотек, створення нового, дочірнього обчислювального процесу лідера сеансу з успадкуванням його повноважень, і взагалі, в момент створення кожний новий обчислювальний процес є копією батьківського.

Таким чином, у контексті сеансу роботи авторизованого користувача, особливо, під управлінням ОС загального призначення, утворюється ієрархічне родинне дерево обчислювальних процесів з відповідними рівними повноваженнями, коренем якого є лідер сеансу. Завдяки цьому, при належному функціонуванні диспетчера доступу ядра ОС, сформувався струнка, наочна картина забезпечення безпеки інформації в АС: користувацькі обчислювальні процеси ізольовані у межах свого інформаційного домену [10].

Вважається, що у непривілейованого користувача немає можливості розширити (змінити) свої повноваження, тим самим створити необхідні умови для виходу за межі свого

інформаційного домену і порушення ПРД, але якщо така можливість у нього з'явиться, то існує висока ймовірність порушити безпеку інформації АС авторизованим користувачем-порушником завдяки виходу за межі його інформаційного домену не вступаючи в конфлікт з ПРД.

Сучасні ОС загального призначення, реалізуючи концепцію примусової багатозадачності з розділенням часу, що передбачає можливість одночасної присутності в обчислювальному середовищі АС множини обчислювальних процесів, які почерзі, за вказівкою ядра ОС, виконують свій двійковий код протягом часових квантів роботи процесора електронно-обчислювальної машини. Окрім вже згаданих обчислювальних одиниць сеансу роботи авторизованого користувача, інші обчислювальні процеси, як правило, є службовими, призначеними для забезпечення роботи різноманітних функціональних сервісів для інформаційної технології АС у фоні, без прив'язки до будь-якого сеансу.

При цьому основним способом надання тому чи іншому службовому обчислювальному процесу певних повноважень полягає у ініціюванні його виконання при ініціалізації ОС від імені так званого псевдокористувача, що по суті є зручною абстракцією, органічно вплетеною в реалізацію розмежування доступу до об'єктів відповідного службового інформаційного домену [11].

Існування потенційно-небезпечних дефектів проектування та програмної реалізації службових обчислювальних процесів – демонів створюють передумови їх використання як уразливості КСЗІ АС у частині, що базується на застосуванні механізму розмежування доступу. Відомо чимало колекцій [12 – 14] прикладів потенційно-небезпечних дефектів програмних реалізацій поширених службових демонів та опис їх використання, серед них: *Common Vulnerability Enumeration*, *Common Weakness Enumeration*, *Common Attack Pattern Enumeration and Classification*.

Наслідки експлуатації потенційно-небезпечних дефектів, як правило, призводять до аварійного завершення обчислювального процесу або до можливості оперування об'єктами його інформаційного домену з відповідними повноваженнями за ініціативою локального чи віддаленого авторизованого користувача-порушника або інсайдера (від англ. *insider* – внутрішній порушник).

Основним програмно-технічним методом захисту АС від „кібернетичної зброї” вважається застосування системи виявлення вторгнень (від англ. *Intrusion Detection System*, *IDS* – система виявлення вторгнень) у складі КЗЗ КСЗІ АС. В основу функціонування *IDS* покладено принцип розпізнання і блокування всіх тільки відомих з досвіду спроб використання „кібернетичної зброї” за їх характерними формалізованими статичними, динамічними ознаками у обчислювальному середовищі АС як об'єкта кібернетичного впливу під час їх здійснення сформованими в єдину базу [15].

Постановка завдання

Виходячи з викладеного, однією з центральних проблем застосування *IDS*, можна вважати принципове зменшення повноти її бази формалізованих шаблонів (правил, сигнатур) характерних статичних, динамічних ознак у часі.

Метою роботи є оприлюднення основних положень дослідження проблемних питань кібернетичної безпеки в частині, що стосується формалізації кібернетичної безпеки АС у часі, на основі використання показника величини запобігання шкоди, яка, в свою чергу, прив'язана до повноти бази формалізованих шаблонів (правил, сигнатур) характерних ознак відомих *IDS* кібернетичних атак.

Основна частина.

Функціонування АС у часі можна представити як послідовність стрибкоподібних переходів між кінцевою множиною станів у випадкові моменти часу. Завдяки цьому, сума ймовірностей перебування у кожному зі станів функціонування системи у часі дорівнює одиниці. Інтервали між суміжними моментами переходів прийнято називати кроками.

Часовий інтервал перебування у тому чи іншому стані – неперервна випадкова величина, а перехід між станами розглядається як подія. Послідовність переходів між станами обумовлена потоком однотипних подій, які сліднують одне за одним у випадкові моменти часу.

Для формалізації поняття кібернетична безпека $\mathfrak{R}(t)$ пропонується:

$$\mathfrak{R}(t) = \sum_l P_l(t) \cdot \mathfrak{R}_l(t), \quad (1)$$

де $P_l(t)$ – ймовірність l -го стану АС, $\sum_l P_l = 1$; $\mathfrak{R}_l(t)$ – показник кібернетичної безпеки при перебуванні АС у l -му стані. Під кібернетичною безпекою АС будемо розуміти стан АС, в який виключена (мінімізована) можливість виконання непередбаченої політикою безпеки інформації обчислювальної роботи, виходячи з наступних міркувань:

1. На сучасному етапі розвитку теорії захисту інформації основним підходом до забезпечення безпеки інформації в комп'ютеризованих системах є застосування концепції розмежування доступу обчислювальних процесів до інформаційних об'єктів АС у контексті суб'єктно-об'єктної методології розгляду складних програмно-технічних систем. При цьому в якості центрального припущення вважається, що всі обчислювальні процеси не можуть виконувати непередбачену розробниками обчислювальну роботу за межами свого інформаційного домену завдяки якісному функціонуванню диспетчера доступу.

2. В останні десятиріччя стало відомо чимало практичних прикладів реалізації можливості нав'язати одним обчислювальним процесом іншому непередбаченої розробниками обчислювальної роботи. У ході обміну даними, цільовому обчислювальному процесу надаються спеціальним чином сформовані дані, обробка яких, разом із забезпеченням необхідних умов може призвести до прояву того чи іншого потенційно-небезпечного дефекту його проектування або програмної реалізації, що у тій чи іншій формі тягне за собою його непередбачену в нормальних умовах поведінку (реакцію), а по суті виконання непередбачених розробниками обчислювальних дій (роботи).

3. З позиції того, що ПРД політики безпеки інформації АС є строго формалізованою основою прийняття рішень диспетчером доступу надання/заборони використання обчислювальним процесом об'єктів як свого інформаційного домену, так і за його межами згідно суб'єктно-об'єктної методології будь-якої базової моделі (дискреційна, мандатна, рольова) забезпечення безпеки інформації у комп'ютеризованій системі. Повноваження обчислювального процесу щодо доступу успадковуються від батьківського при створенні.

4. Відомо, що повноваження службових обчислювальних процесів встановлюються під час їх запуску у ході ініціалізації обчислювального середовища АС і асоціюється з ролями, так би мовити, віртуальними образами псевдокористувачів. Повноваження інших (користувальницьких) – за результатом процедури авторизації користувача як фізичної особи. При цьому, якщо поведінка службових обчислювальних процесів цілком передбачена у часі за умови систематичної і якісної організації адміністративним персоналом АС заходів регламенту системного програмного забезпечення (контроль версій, оновлення, контролю цілісності), то у контексті сеансу фізичного користувача таке припущення не є некоректним.

5. Будь-який непривілейований авторизований локальний чи віддалений користувач в будь-який момент часу може розпочати цілеспрямовану зловмисну діяльність порушника безпеки інформації АС із застосуванням програмних засобів як штатних, так і спеціальних, розроблених з метою використання потенційно-небезпечних дефектів проектування та реалізації працюючих в обчислювальному середовищі АС процесів для виконання ними непередбачених розробниками обчислювальних дій (роботи).

У практичному плані це призводить до виконання того чи іншого варіанту дій щодо оперування об'єктами у інформаційному домені цільового обчислювального процесу за ініціативою непривілейованого авторизованого користувача АС який спрямував зусилля на негативний прояв потенційно-небезпечного дефекту. При цьому ми можемо спостерігати

коректне у теоретичному плані явище: порушення політики безпеки АС, без порушення ПРД і логіки функціонування диспетчера доступу, так би мовити, безконфліктний несанкціонований доступ.

6. У контексті існуючих положень, термінології НД ТЗІ щодо захисту інформації в комп'ютерних системах від несанкціонованого доступу будемо вважати, що загрози безпеці інформації, які передбачають нав'язування обчислювальним процесам АС непередбаченої розробниками обчислювальної роботи на основі використання потенційно-небезпечних дефектів їх проектування та програмної реалізації мають кібернетичну природу. Спробу реалізації загрози безпеці інформації кібернетичної природи АС пропонується називати кібернетичною атакою.

7. Забезпечення захисту АС від загроз безпеці інформації кібернетичної природи обумовлює необхідність розв'язання сукупності взаємопов'язаних, характерних питань від удосконалення (розвитку) існуючої термінології до дослідження (створення) теоретико-методологічної бази придатної для вирішення практичних задач аналізу і синтезу систем кібернетичного захисту.

8. Одним з ключових питань організації ефективного захисту від загроз кібернетичної природи є повнота формалізованої бази шаблонів (правил, сигнатур) відомих кібернетичних атак засобів виявлення (блокування) кібернетичних атак у складі КЗЗ КСЗІ АС, тобто здатність виявити і блокувати всі відомі спроби використання потенційно-небезпечних дефектів проектування та програмної реалізації працюючих в АС обчислювальних процесів.

9. Природа цієї неповноти полягає, по-перше, у практично нескінченній кількості варіантів застосування відомих, вузькоспеціальних формальних знакових систем (мови програмування) для нового викладення будь-якого відомого спеціального алгоритму кібернетичної атаки. По-друге, винаходом нових способів застосування відомих методів, у тому числі, нових варіантів комбінування, удосконалення, об'єднання відомих методів і способів і т. ін. для конкретної кібернетичної атаки. Враховуючи певну недосконалість математичного апарату теорії розпізнання образів в *IDS* на сучасному етапі пізнання, основним підходом до усунення (зменшення) негативного впливу неповноти залишається систематичне оновлення бази формалізованих шаблонів (правил, сигнатур) тобто додавання нових знань про статичні, динамічні характерні ознаки кібернетичних атак, що стали відомі.

10. Взагалі, справедливо припустити, що своєчасне виявлення і блокування кожної кібернетичної атаки дозволяє запобігти шкоди безпеці інформації АС певної величини, але з часом можуть з'являтися нові реалізації кібернетичних атак проти яких засоби виявлення (блокування) безсилі і не можуть забезпечити автоматичне запобігання шкоди.

Виходячи з викладеного, показник кібернетичної безпеки $\mathfrak{R}_l(t)$ у l -му стані функціонування АС пропонується асоціювати з величиною запобігання шкоди [16] у цьому стані $\mathfrak{R}_l(t) \equiv V_l$, завдяки своєчасному виявленню і блокуванню кібернетичних атак:

$$\mathfrak{R}_l(t) \equiv V_l = W_l - \sum_{k=1}^{|N|} P_k^l(t) \cdot d_k^l \cdot P_{dem}^k(t), \quad (2)$$

де W_l – показник величини запобігання шкоди, яка досягається завдяки виявленню і блокуванню відомих кібернетичних атак у l -му стані функціонування АС; P_k^l – ймовірність появи нової k -ї кібернетичної атаки у l -му стані функціонування АС; d_k^l – нормований показник величини шкоди, яку може спричинити з ймовірністю $P_{dem}^k(t)$ нова k -ї кібернетична атака у l -му стані функціонування АС, $\sum_{k=1}^{|N|} d_k^l = 1$, $k = \overline{1, |N|}$; N – множина нових кібернетичних атак у l -му стані функціонування АС.

Величина запобігання шкоди W_l , що забезпечується виявленням і блокуванням відомих кібернетичних атак у l -му стані функціонування АС:

$$W_l = \sum_{i=1}^{|A|} \sum_{j=1}^{|G|} \chi_{ij} \cdot w_{ij}, \quad (3)$$

де χ_{ij} – оператор розпізнання приналежності (виявлення) i -ї кібернетичної атаки j -му класу наслідків щодо величини можливої шкоди та її миттєвого блокування в момент її розпізнання (виявлення), коли $\chi_{ij} = 1$ і $\chi_{ij} = 0$ – у протилежному випадку; w_{ij} – показник нормованого значення величини запобігання шкоди у l -му стані функціонування АС визначеної на підставі розпізнання приналежності i -ї кібернетичної атаки j -му класу

наслідків $\sum_{i=1}^{|A|} \sum_{j=1}^{|G|} w_{ij} = 1$; A – множина відомих кібернетичних атак, які були успішно розпізнані

(виявлені) і заблоковані у l -му стані функціонування АС, $i = \overline{1, |A|}$; G – множина класів наслідків відомих кібернетичних атак щодо величини можливої шкоди, $j = \overline{1, |G|}$.

Таким чином, кібернетична безпека АС формується з оцінок кібернетичної безпеки у кожному з можливих станів функціонування АС у часі за умови забезпечення повноти формалізованої бази шаблонів (правил, сигнатур) кібернетичних атак:

$$\mathfrak{R}(t) = \sum_l P_l(t) \cdot \{W_l - D_l\} = \sum_l P_l(t) \cdot \{1 - D_l\}, \quad (4)$$

де $W_l = 1$ – умова повноти формалізованої бази шаблонів (правил, сигнатур) кібернетичних

атак в момент переходу до l -го стану функціонування АС; $D_l = \sum_{k=1}^{|N|} P_k^l(t) \cdot d_k^l \cdot P_{dem}^k(t)$ за

аналогією (3) виражає величину можливої шкоди, внаслідок відбуття невідомих кібернетичних атак у l -му стані функціонування АС.

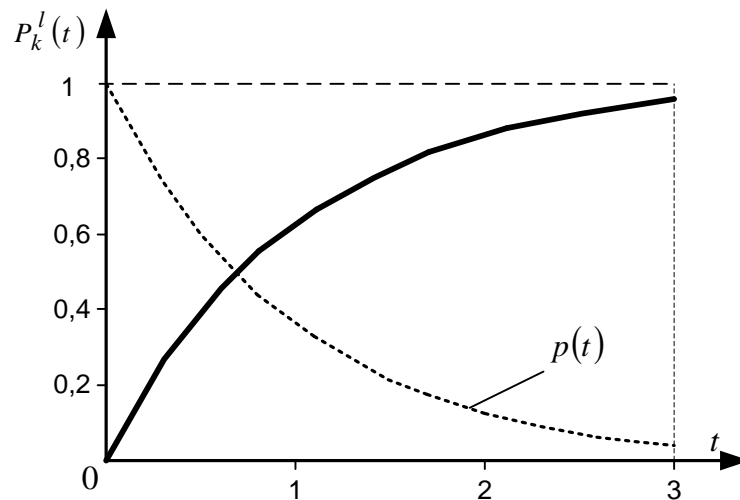
На підставі (4) пропонується твердження про те, що величина кібернетичної безпеки у l -му стані функціонування АС є ймовірністю зменшення величини запобігання шкоди завдяки зростанню ймовірності можливої шкоди нових кібернетичних атак у часі, але також з урахуванням ймовірності досягнення кожною з них передбачених практичних наслідків.

Результати дослідження залежності між $P_{dem}^k(t)$ та повнотою досягнення практичних наслідків поширених класів кібернетичних атак у даній роботі не розглядаються.

Для оцінки ймовірності можливої шкоди нових кібернетичних атак у часі пропонується скористатися припущенням про утворення повної групи подій між появою нових кібернетичних атак і зменшенням безпеки обчислювальних процесів АС у часі в умовах цілеспрямованого пошуку та спроб використання потенційно-небезпечних дефектів їх програмної реалізації з метою нав'язування непередбаченої розробниками обчислювальної роботи. Звідси величину $P_k^l(t)$ можна інтерпретувати як ймовірність події, що відомості про характерні ознаки k -ї кібернетичної атаки у l -му стані функціонування АС у формалізованій базі шаблонів (правил, сигнатур) будуть відсутні (рис. 1):

$$P_k^l(t) = 1 - p(t) = 1 - e^{-\lambda t}, \quad (5)$$

де $p(t)$ – ймовірність безпеки обчислювальних процесів АС в умовах потоку спроб (випробувань) використання нових потенційно-небезпечних дефектів їх програмної реалізації з інтенсивністю λ .

Рис. 1. Залежність $P_k^l(t)$ у часі

Справедливість (5) обумовлена встановленням аналогії між багатоелементним (множина процесів) динамічним обчислювальним середовищем АС випадкової природи і складною технічною системою у термінах теорії надійності, що стосується співвідношень ймовірності відмов та безвідмовної роботи, а також низкою суттєвих позитивних рис [17 – 18]:

1. Експонентний закон розподілу є ідеалізованою моделлю, яка дозволяє при відносно нескладних розрахунках, з деяким наближенням, одержати прості і наочні співвідношення для порівняння різноманітних варіантів вхідних параметрів.

2. При постійній інтенсивності потоку спроб використання нових потенційно-небезпечних дефектів програмної реалізації обчислювальних процесів АС СП ймовірність втрати їх безпеки змінюється за експонентним законом.

3. Постійна інтенсивність потоку за експонентним законом дозволяє справедливо припустити його стаціонарний пуассонівський, найпростіший характер.

4. Ймовірність безпеки обчислювальних процесів АС СП не залежить від моменту відліку часу від першої спроби використання потенційно-небезпечних дефектів їх програмної реалізації, а залежить від інтенсивності цих спроб.

Експонентний розподіл є частковим випадком розподілу Вейбулла при $\delta=1$ з функцією випадкової величини:

$$F_{\omega}(t, \delta, \alpha, \theta) = \begin{cases} 1 - \exp \left\{ - \left(\frac{t - \alpha}{\sigma} \right)^{\delta} \right\} & \text{при } t > \alpha \\ 0 & \text{при } t \leq \alpha \end{cases}$$

де δ – параметр форми кривої розподілу, σ – параметр масштабу, α – параметр зсуву. Суттєвою властивістю розподілу Вейбулла є можливість задати монотонний спад інтенсивності спроб при $\delta < 1$ або їх монотонне зростання – при $\delta > 1$.

Повертаючись до (4), ймовірність спричинення шкоди АС внаслідок здійснення k -ї кібернетичної атаки $P_{dem}^k(t)$ пропонується розглядати у контексті утворення повної групи між цією подією та своєчасним виявленням і блокуванням невідомої кібернетичної атаки адміністративним персоналом із застосуванням наочної інформаційної моделі [19] поточного стану АС з ймовірністю $P_{dm}^k(\bar{T}_{dm} \leq T_{opt})$:

$$P_{dem}^k(t) = 1 - P_{dm}^k(\bar{T}_{dm} \leq T_{opt}), \quad (6)$$

де \bar{T}_{dm} – середній часовий інтервал розпізнання нової кібернетичної атаки за характерними ознаками із застосуванням наочної інформаційної моделі поточного стану АС, вибору та впровадження типового рішення щодо блокування її розвитку у часі (від англ. *decision*

making – прийняття рішень); T_{opt} – обмеження на тривалість \bar{T}_{dm} . Результати дослідження залежностей між $P_{dm}^k(\bar{T}_{dm} \leq T_{opt})$, \bar{T}_{dm} , T_{opt} , типовими класами наслідків кібернетичних атак та їх основними часовими параметрами у даній роботі не розглядаються.

Для визначення ймовірності перебування АС у l -му стані $P_l(t)$ пропонується розглянути її функціонування у часі, як випадковий процес з дискретними станами і неперервним часом із застосуванням апробованого математичного апарату моделей на основі ланцюгів Маркова, що витікає з низки відомих правил, справедливих для теоретичних припущень:

- потік випадкових подій – найпростіший (стаціонарний, одинарний, без післядії);
- сума потоків випадкових подій з довільними характеристиками при нескінченному збільшенні кількості складових та зменшенні інтенсивності наближається до найпростішого;
- постійна інтенсивність потоків подій у системі говорить про можливість існування граничного стаціонарного режиму;
- у граничному стаціонарному режимі система випадковим чином змінює свої стани, але ймовірність кожного з них не залежить від часу і її можна вважати постійною;
- кінцева кількість станів та можливість перейти в кожний з них за кінцеву кількість кроків обумовлює існування граничних ймовірностей незалежно від початкового стану;
- сума стаціонарних пуасонівських потоків випадкових подій – найпростіший потік;
- випадковий процес у системі буде марковським, якщо всі потоки пуасонівські.

Виходячи з аналізу суттєвих рис функціонування АС у часі, за умови залежності між величиною запобігання шкоди і найпростішим потоком постійної інтенсивності відомих і невідомих кібернетичних атак $P_l(t)$ пропонується розглядати як граничну стаціонарну ймовірність стану S_1 , в який переходить система при завершенні чергового оновлення (досягнення повноти) формалізованої бази їх шаблонів (правил, сигнатур) взявши за основу модель Маркова для циклічного випадкового процесу.

Переходи у стани $S_2, \dots, S_x, \dots, S_m$, обумовлені найпростішим потоком подій постійної інтенсивності, які відповідають моментам виявлення (блокування) відомих кібернетичних атак, а також моментам виникнення ситуацій розпізнання адміністративним персоналом нової кібернетичної атаки за характерними ознаками із застосуванням наочної інформаційної моделі поточного стану АС (рис. 2).

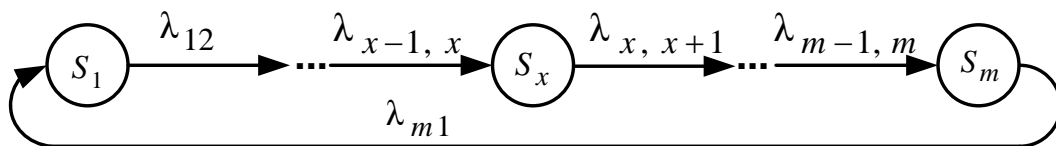


Рис. 2. Розмічений граф випадкового циклічного процесу функціонування АС

Враховуючи органічний зв'язок найпростішого потоку подій зі зворотною експонентною розподілу ймовірності нових кібернетичних атак, і якщо відомі інтенсивності $\lambda_{12}, \lambda_{23}, \dots, \lambda_{m1}$, то:

$$P_k^l(t) = \frac{1}{1 + \lambda_{12} \left(\frac{1}{\lambda_{23}} + \dots + \frac{1}{\lambda_{x, x+1}} + \dots + \frac{1}{\lambda_{m1}} \right)}, \quad (7)$$

де $\lambda_{12} = \lambda_{23} = \lambda_{m-1, m} \equiv \lambda(t)$ – при постійній інтенсивності та експонентному законі розподілу, $m = |A| + |N| - 1$; $\lambda_{m1} = \frac{1}{T_{abs}}$ – інтенсивність оновлення (досягнення повноти) формалізованої бази шаблонів (правил, сигнатур) кібернетичних атак, як зворотна величина

від середньої тривалості \bar{T}_{abs} періоду оновлення (від англ. *absolute* – повний, повнота). При цьому:

1. Часова затримка між моментом реєстрації характерних ознак відомої кібернетичної атаки, її автоматичним розпізнанням та блокуванням – нульова. Це цілком коректна, досяжна умова на сучасному етапі технічної реалізації промислових СВВ.

2. Часова затримка між початком та завершенням оновлення бази формалізованих шаблонів (правил, сигнатур) кібернетичних атак – нульова.

У практичному плані це досягається завдяки дотриманню концепції багатопотокового виконання при розробці процедур оновлення промислових СВВ, які вступають в силу миттєво, відразу після завершення прихованого ззовні паралельного з основною роботою завантаження змін.

Таким чином, ми завершили розгляд складових частин, показників виразу (1), а також порядку визначення величин показників у часі, виходячи з їх природи. Цільове призначення запропонованого підходу полягає у наданні адміністративному персоналу формального апарату для кількісної оцінки поточного стану кібернетичної безпеки $\mathfrak{R}(t)$ у будь-який момент τ на часовому інтервалі \bar{T}_{abs} кроків функціонування АС асоційованого з тривалістю періоду оновлення формалізованої бази шаблонів (правил, сигнатур) кібернетичних атак. Слід відмітити відносну простоту, наочність моделі для програмної реалізації у формі відповідної автоматизованої функції діяльності адміністративного персоналу АС.

Суттєвою характерною рисою даного підходу є орієнтування на динаміку можливих змін $\mathfrak{R}(t)$ у ході функціонування АС для одержання поточної оцінки, що вигідно його відрізняє від низки підходів статичної природи, наприклад, від оцінки ризиків. У зв'язку з цим, величини показників w_{ij} , d_k^l , $P_{dm}^k(\bar{T}_{dm} \leq T_{opt})$ у складі виразів (2), (3), (6) відповідно мають сенс для визначення тільки у ході моделювання, натурального експерименту чи практичної, як результат роботи відповідних автоматизованих функцій у складі програмного забезпечення діяльності адміністративного персоналу АС.

Далі наводяться деякі результати (рис. 3) чисельного аналізу залежності (1) при певному наборі штучних варіантів динамічного тла на часовому інтервалі тривалістю \bar{T}_{abs} перебування АС у l -му стані при граничному ідеалізованому припущенні $\bar{T}_{dm} \rightarrow \min$,

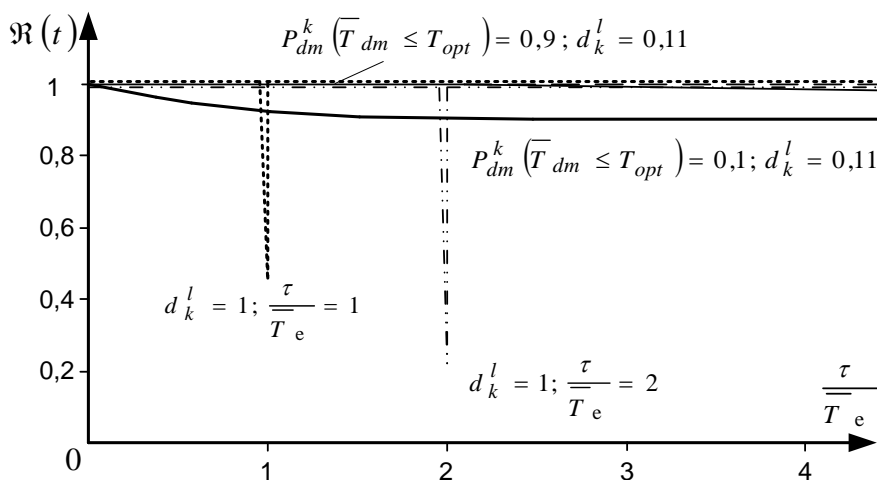


Рис. 3. Приклади залежностей $\mathfrak{R}(t)$

психофізичного обмеження, щодо максимально можливої кількості ситуацій придатних для одночасного аналізу однією адміністративною особою верхнього значення відомого ергономічного діапазону 7 ± 2 [20], а також за умови:

- $W_l = 1, P_{dm}^k(\bar{T}_{dm} \leq T_{opt}) = 0,9, d_k^l = 0,11$ на всьому часовому інтервалі \bar{T}_{abs} ;
- $W_l = 1, P_{dm}^k(\bar{T}_{dm} \leq T_{opt}) = 0,1, d_k^l = 0,11$ на всьому часовому інтервалі \bar{T}_{abs} ;
- $W_l = 1, P_{dm}^k(\bar{T}_{dm} \leq T_{opt}) = 0,1, d_k^l = 1$ в момент часу $\tau / T_{abs} = 1$;
- $W_l = 1, P_{dm}^k(\bar{T}_{dm} \leq T_{opt}) = 0,1, d_k^l = 1$ в момент часу $\tau / T_{abs} = 2$.

Висновки

На сучасному етапі практичного застосування методів теорії розпізнання образів для виявлення і блокування спроб реалізації загроз безпеки інформації АС кібернетичної природи основним дієвим способом залишається систематичне оновлення бази формалізованих шаблонів (правил, сигнатур) *IDS*, що стали відомі з часом, тобто забезпечення її повноти.

Вважається, що своєчасне виявлення і блокування всіх відомих кібернетичних атак дозволяє повністю уникнути потенційної шкоди внаслідок їх здійснення.

При цьому нові, невідомі *IDS* за характерними ознаками кібернетичні атаки у разі здійснення зі значною ймовірністю призводять до нанесення шкоди певної величини, а їх виявлення і блокування цілком покладається на адміністративний персонал АС.

Завдяки низки відомих психофізичних обмежень організація роботи оператора *IDS* з числа адміністративного персоналу АС лежить у науковій площині методів синтезу програмно-технічних систем підтримки прийняття рішень відповідного цільового призначення.

Запропонований показник кібернетичної безпеки АС є одним з ключових критеріїв відбору варіантів у ході вирішення наукової задачі синтезу системи кібернетичної безпеки АС.

ЛІТЕРАТУРА

1. Бірюков В.О., Єсаулов М.Ю., Жук П.В., Міночкін А.І., Павлов І.М. Теоретичні основи інформаційної боротьби в сучасних війнах, воєнних конфліктах та у війнах майбутнього/ – Підручник. – К.: ВІТІ ДУТ. – 2013. – 322 с.
2. Бурячок В.Л. Основи формування державної системи кібернетичної безпеки: Монографія. – К.: НАУ, 2013. – 432 с.
3. Хогланд, Грег, Мак-Гроу, Гари. Взлом программного обеспечения: анализ и использование кода.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2005. – 400 с.: ил.
4. Ховард М., Лебланк Д., Виега Д. 19 смертных грехов, угрожающих безопасности программ. Как не допустить типичных ошибок. – М.: Издательский дом ДМК-пресс, 2006. – 288 с.: ил.
5. Воєнна політика, безпека і стратегічне планування. Інформаційна безпека держави у воєнній сфері. Терміни та визначення: Військовий стандарт ВСТ 001.004.004 – 2014 (1). – Київ: Міністерство оборони України, 2104. – 22 с.
6. Термінологія в галузі захисту інформації в комп’ютерних системах від несанкціонованого доступу: НД ТЗІ 1.1– 003 – 99. – Київ: ДСТСЗІ СБ України, 1999. – 26 с.
7. Богуш В.М., Довидьков О.А., Кривуца В.Г. Теоретичні основи захищених інформаційних технологій: Навч. посібник. – К.: ДУІКТ, 2009 – 450 с.
8. Антонюк А.О., Жора В.В. Теоретичні основи моделювання та аналізу систем захисту інформації: [монографія] / А.О. Антонюк, В.В. Жора. – Ірпінь: Національний університет ДПС України, 2010. – 310 с.
9. Загальні положення щодо захисту інформації в комп’ютерних системах від несанкціонованого доступу: НД ТЗІ 1.1 – 002 – 99. – Київ: ДСТСЗІ СБ України, 1999. – 16 с.
10. Критерії оцінки захищеності інформації в комп’ютерних системах від несанкціонованого доступу: НД ТЗІ 2.2 – 004 – 99. – Київ: ДСТСЗІ СБ України, 1999. – 23 с.

11. Таненбаум Э. Современные операционные системы. 3-е изд. – СПб.: Питер, 2012. – 1120 с.: ил. – (Серия „Классика computer science”).
12. Common Vulnerability Enumeration // – Режим доступа: <http://cve.mitre.org> (9.03.15).
13. Common Weakness Enumeration // – Режим доступа: <http://cwe.mitre.org> (9.03.15).
14. Common Attack Pattern Enumeration and Classification // – Режим доступа: <http://capec.mitre.org> (9.03.15).
15. Галицкий А.В., Рябко С.Д., Шаньгин В.Ф. Защита информации в сети – анализ технологий и синтез решений / Галицкий А.В., Рябко С.Д., Шаньгин В.Ф. – М.: ДМК Пресс, 2004. – 616 с.: ил. – (Серия „Администрирование и защита”).
16. Домарев В.В. Безопасность информационных технологий. Методология создания систем защиты / В.В. Домарев. – К.: ООО „ТИД” „ДС”, 2001. – 688 с.
17. Левин Б.Р. Теория надежности радиотехнических систем (математические основы). Учебное пособие для вузов. М., „Сов. радио”, 1978, 264 с.
18. Вероятностные методы в вычислительной технике: Учеб. пособие для вузов по спец. ЭВМ / А.В. Крайников, Б.А. Курдинов, А.Н. Лебедев и др., Под ред. А.Н. Лебедева и Е.А. Чернявского. – М.: Высш. шк., 1986. – 312 с.: ил.
19. Хусаинов П.В. Система інформаційної підтримки адміністратора безпеки: структура, задачі, оцінка ефективності // Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ „КПІ”. – Випуск № 3. – К.: ВІТІ НТУУ „КПІ”, 2007. – С. 148 – 155.
20. Хусаинов П.В. Методика визначення раціональної послідовності надання інформаційних повідомлень оператору системи захисту// Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ „КПІ”. – Випуск № 3. – К.: ВІТІ НТУУ „КПІ”, 2006. – С. 148 – 155.

МЕТОД ОЦІНКИ ІМОВІРНОСТІ ЗБИТКУ ВНАСЛІДОК РЕАЛІЗАЦІЇ АТАК РАДІОЕЛЕКТРОННОГО ПРИДУШЕННЯ РАДІОЛІНІЙ ВІЙСЬКОВИХ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ В ХОДІ ПРОВЕДЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНИХ ОПЕРАЦІЙ

В статті викладено метод оцінки імовірності збитку внаслідок реалізації атак радіоелектронного придушення радіоліній військових систем радіозв'язку в ході проведення інформаційних операцій, з застосуванням теорій диференціальних ігор та диференціальних перетворень Пухова Г.Е.

Шевченко А.С., Артюх С.Г. Метод оценки вероятности ущерба вследствие реализации атак радиоэлектронного подавления радиолиний военных систем радиосвязи в ходе проведения информационных операций. В статье представлено метод оценки вероятности ущерба вследствие реализации атак радиоэлектронного подавления радиолиний военных систем радиосвязи во время проведения информационных операций, с использованием теорий дифференциальных игр и дифференциальных преобразований Пухова Г.Е.

A. Shevchenko, S. Artykh. The method of estimating the probability of damage as a result of the implementation electronic warfare attacks on military radio communication systems during the informations operations. In the article the method of assessing the probability of loss as a result of the suppression of electronic warfare attacks of the military radio communication systems in the course of information operations, the used a differential game and differential transformations of Puhov G.E. theories.

Ключові слова: імовірність збитку, радіоелектронне придушення, військові системи радіозв'язку, інформаційні операції.

Вступ. Складовою частиною ведення інформаційних операцій є радіоелектронна боротьба (РЕБ), однією з функцій якої є радіоелектронне придушення (РЕП) радіоліній військових систем радіозв'язку (СРЗ).

Заходи РЕБ, в контексті інформаційних операцій, застосовуються для оперативного забезпечення ведення бойових дій. Згідно з концепціями ведення інформаційних операцій розвинутих країн світу атаки РЕП здійснюються для виведення з ладу на час проведення операцій радіонапрямків та радіомереж СРЗ збройних сил (ЗС), інших збройних формувань в загрозливий період та під час військового конфлікту. Зважаючи на те, що безпроводова компонента складає значну частину інформаційно-телекомунікаційної системи ЗС України, їх критичність та доступність середовища розповсюдження, захист військових СРЗ під час інформаційних конфліктів є актуальним на сьогоднішній час [1 – 6].

Важливою перевагою атак РЕП є їх дистанційна реалізація. Встановлення радіоелектронних завод здебільшого не вимагає проникнення в периметр, що знаходиться під охороною та розміщено СРЗ. Радіоелектронні заводи придушують приймач СРЗ та блокують прийом інформації через радіоканал. Внаслідок цього здійснення інформаційного обміну та управління через СРЗ унеможливується [7 – 8].

В ході проведення антитерористичної операції на сході України Російська Федерація (РФ) досить активно використовує засоби РЕБ. Так під час бойових дій були зафіксовані автоматизовані станції завод Р-330Ж „Житель”. РФ має потужну систему РЕБ, яка включає велику кількість зразків засобів РЕБ, радіо/радіотехнічної розвідки (РРТР). До основних засобів РЕБ, що призначенні для придушення СРЗ відносяться: Р-330 Т(У), Р-378А, РП-377Л(ЛА), Р-934Б, Леер-2 та інші. Таким чином аналіз досвіду бойових дій та порушника (противника) показав, що реалізація атак РЕП радіоліній СРЗ залишається однією з основних загроз для радіозв'язку.

Аналіз останніх досліджень та публікацій. Останні тенденції ведення інформаційних операцій найбільш розвинутими державами показує, що РЕБ, наряду з кібернетичними операціями, залишається найбільш дієвим засобом боротьби в ході бойових дій [1, 5, 7]. З часом модернізуються методи ведення РЕБ та засоби їх реалізації. РЕП, як одна зі складових РЕБ, залишається найбільшою загрозою для СРЗ.

Одним зі складових заходів інформаційної боротьби є захист власних систем. Захист СРЗ вимагає володіння інформацією про характер загроз та можливий сценарій перебігу інформаційного конфлікту. Для спостереження за ходом інформаційного конфлікту необхідно оцінювати атаки противника (порушника) на СРЗ та дієвість їх механізмів захисту інформації (МЗІ).

Для оцінки рівня інформаційної безпеки, на сьогоднішній час, здебільшого використовують методи оцінки ризиків [9]. Оцінювання ризиків є ключовим етапом процесу управління інформаційною безпекою. Найбільш розповсюдженими методами оцінки ризиків є методи: COBRA, CRAMM, RA2, OCTAVE, RiskWatch тощо. В даних методах при оцінці ризиків не враховується динаміка протікання інформаційного конфлікту, зміни типів атак та їх параметрів в реальному часі [10, 11].

На сьогоднішній час методи оцінювання ризиків здебільшого спираються на методи, що ґрунтуються на врахуванні імовірності загроз ($P_{\text{загр}}$) та імовірності збитків ($P_{\text{зб}}$) [12]. Методи, які ґрунтуються на другому підході більш повно оцінюють рівень ризику, адже враховують і наявні вразливості систем, що не здійснюється у разі застосування для оцінки ризиків лише імовірності загроз. Таким чином, для оцінки ризиків військових СРЗ доцільно використовувати методи з урахування імовірності збитків.

Для оцінки імовірності збитків у сучасних методах оцінки ризиків використовуються два основних підходи: статистичний та на основі експертних оцінок. Обидва методи мають ряд переваг та недоліків, але обидва методи не пристосовані до динамічних змін у ході інформаційних операцій та вимагатимуть переоцінки усіх загроз.

Мета. З аналізу сучасного стану інформаційної безпеки, існуючих загроз, в ході РЕП під час бойових дій, постає питання захисту СРЗ, які б могли функціонувати в динамічних умовах впливу інформаційних атак – інформаційних конфліктах. Першочерговим є захист СРЗ військових формувань. Для цього, необхідно отримувати інформацію про характер протікання інформаційного конфлікту та ефективність роботи МЗІ в ході конфронтації.

Метою даної роботи є розробка методу оцінки імовірності збитку внаслідок реалізації атак РЕП радіоліній військових систем радіозв'язку в ході проведення інформаційних операцій, який буде дозволяти здійснювати оцінку імовірності збитку з можливістю урахування динаміки змін стратегій протиборчих сторін та визначення їх мінімальних необхідних інтенсивностей.

Постановка завдання. Завданням дослідження є моделювання атаки РЕП та захисних дій МЗІ СРЗ. Для відображення інформаційної боротьби слід побудувати шаблон нормальної поведінки (ШНП) СРЗ, який буде відображати оптимальний стан – рівновагу між платою порушника та МЗІ.

Початкові умови. Розглядається ситуація рівноімовірнісного знаходження СРЗ у крайніх станах моделі протікання інформаційного конфлікту відповідно до моделі загроз $\{S, \Gamma\}$ [13]. Інформаційний конфлікт описується імовірностями перебування СРЗ у різних станах інформаційного конфлікту $P_z(t)$ та стратегіями протиборчих сторін, що характеризуються функціями зміни інтенсивності дій – $\lambda_i(t)$, $\mu_j(t)$. В один і той же час t існують як атаки на СРЗ, так і самі СРЗ використовують механізми захисту від РЕП.

Необхідно. Визначити значення інтенсивності захисту та атаки при умові рівноваги гри ($\lambda_{i \max}^{\text{opt}}, \mu_{j \min}^{\text{opt}}$), отримати диференціально-ігрову модель шаблону нормальної поведінки $P_0(t)$ та провести імітаційне моделювання інформаційного конфлікту при різних стратегіях гравців, розрахувати ціну гри I^G (інформаційного конфлікту).

Обмеження. Розглядаються навмисні штучні атаки РЕП, що є загрозами для фізичного та каналного рівнів СРЗ, ціна гри обмежена значеннями $I_{\min}^G \leq I^G \leq I_{\max}^G$, інтенсивності гравців знаходяться в межах $0 \leq \lambda_i(t) \leq \lambda_{i \max}(t)$ та $0 \leq \mu_j(t) \leq \mu_{j \max}(t)$. Здійснюється розгляд розвитку інформаційного конфлікту протягом однієї доби ($\Delta t = 24$ години).

Допущення. Атаки реалізуються послідовно, реалізація етапів атак є несумісними подіями, інтенсивності гравців змінюються за лінійними законами $\lambda_i(t) = \lambda_i \cdot t$ та $\mu_j(t) = \mu_j \cdot t$, $i \wedge j \in [0, 3]$.

Викладення основного матеріалу дослідження. Методи реалізації атак РЕП залежать від володіння інформацією про СРЗ протиборчої сторони, параметрів її радіосигналів, що отримуються від радіотехнічної розвідки. Порушник може встановити перешкоду СРЗ при знанні цих параметрів, чи без такого [7, 8].

Важливою особливістю атак РЕП є можливість їх віддаленої реалізації, в основному без доступу до охороняемого периметра, де знаходиться СРЗ. Обмеження застосування атак вносять особливості розповсюдження радіохвиль діапазонів частот окремих стандартів і видів СРЗ та ресурси порушника.

Наслідками реалізації атак РЕП на СРЗ є порушення цілісності та доступності інформації. Цілісність інформації порушується внаслідок виникнення помилок у сигналі, втрати частини сигналу внаслідок втрати синхронізації між передавачем та приймачем. Порушення доступності полягає в неможливості отримання інформації, яка передається через радіоканал СРЗ, на які здійснено атаку РЕП.

При розробці захищених СРЗ постає питання вибору засобів захисту, які б надійно захищали від порушення конфіденційності, цілісності та доступності інформації, що передається через радіоканали. Для цього необхідно визначитись з вимогами до механізмів захисту та провести моделювання процесів «атака-захист».

Для проведення моделювання процесів атак та захисту пропонується використовувати диференціально-ігрове моделювання з застосуванням методу диференційних перетворень академіка Пухова Г.Є. [14, 15]. Застосування диференційних перетворень дасть змогу відійти від диференціальних рівнянь та дозволить оперувати лінійними рівняннями, при вирішенні задач диференціально-ігрового моделювання.

Розглянемо більш детально атаку РЕП радіоліній та представимо її у вигляді графа нормальної поведінки СРЗ під час інформаційної боротьби (рис.1).

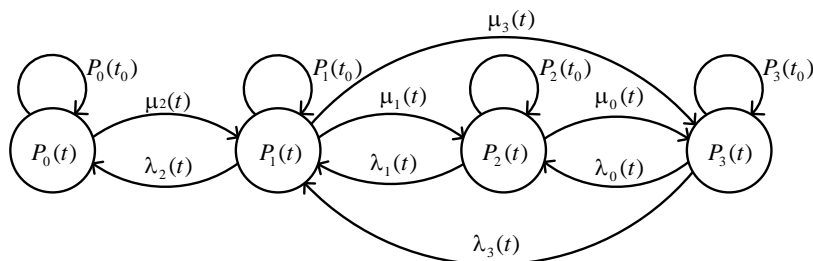


Рис. 1. Граф моделі шаблону нормальної поведінки СРЗ при реалізації атаки РЕП радіолінії

Кола представляють собою множину станів $\{P_z(t)\}$, де $z = 0 \dots 3$ – стани, у яких може перебувати СРЗ під час інформаційної боротьби з відповідними імовірностями. Стрілки між станами відображають результат виникнення переваги дій порушника над механізмами захисту та протилежні результати.

Граф складається з чотирьох станів (справа наліво, див. рис. 1) [13]:

- захищеності СРЗ (відображає функціонування СРЗ з ефективною роботою механізмів захисту);
- перехоплення радіосигналів (радіотехнічна розвідка);
- РЕП радіолінії СРЗ;
- отримання збитку від РЕП СРЗ (отримано збитків від порушення цілісності і доступності інформації внаслідок РЕП).

Інтенсивності потоків атак порушника та захисних дій МЗІ СРЗ для інформаційного конфлікту на основі РЕП представлені в таблиці 1.

Нехай СРЗ у довільний проміжок часу $t \in [t_0, T]$ інформаційного конфлікту перебуває в одному з трьох станів з відповідними імовірностями:

$P_0(t)$ – імовірність успішного РЕП СРЗ, що призведе до отримання збитків;

$P_1(t)$ – імовірність здійснення РЕП радіолінії СРЗ;

$P_2(t)$ – імовірність попереднього перехоплення випромінювання радіосигналу та визначення його параметрів;

$P_3(t)$ – імовірність перебування СРЗ у стані захищеності, відсутності РЕБ.

Таблиця 1

Визначення інтенсивностей атак та захисних дій МЗІ

Інтенсивність			
атак порушника		захисних дій МЗІ	
$\lambda_0(t)$	– перехоплення радіосигналу;	$\mu_0(t)$	захист від перехоплення радіосигналу;
$\lambda_1(t)$	– придушення радіолінії СРЗ;	$\mu_1(t)$	захист від придушення радіолінії СРЗ;
$\lambda_2(t)$	отримання збитків від атак;	$\mu_2(t)$	захисні дії по зміні МЗІ (на етапі проектування);
$\lambda_3(t)$	– придушення радіолінії без попередньої радіотехнічної розвідки.	$\mu_3(t)$	захисні дії, що примусять порушника заново проводити радіотехнічну розвідку.

Дана послідовність випадкових подій є колом Маркова з двома вихідними станами [16].

Запропонована графова модель ШНП враховує всі можливі переходи СРЗ між станами під час інформаційної боротьби зі здійсненням РЕП, враховує зміни стратегій порушника та МЗІ (далі сторін або гравців).

Саме стратегії конфліктуючих сторін визначають яким буде наслідок протистояння.

Для відображення динаміки протікання процесу атаки придушення радіолінії СРЗ під час інформаційного конфлікту на інтервалі $\overline{t_0, T}$, з урахуванням переходів між станами графа (рис. 1), застосуємо систему диференціальних рівнянь Колмогорова-Чепмена [16]:

$$\begin{cases} \frac{\partial P_0(t)}{\partial t} = -\mu_2(t)P_0(t) + \lambda_2(t)P_1(t) \\ \frac{\partial P_1(t)}{\partial t} = -(\lambda_2(t) + \mu_1(t) + \mu_3(t))P_1(t) + \mu_2(t)P_0(t) + \lambda_1(t)P_2(t) + \lambda_3(t)P_3(t) \\ \frac{\partial P_2(t)}{\partial t} = -(\lambda_1(t) + \mu_0(t))P_2(t) + \mu_1(t)P_1(t) + \lambda_0(t)P_3(t) \\ \frac{\partial P_3(t)}{\partial t} = -(\lambda_0(t) + \lambda_3(t))P_3(t) + \mu_0(t)P_2(t) + \mu_3(t)P_1(t). \end{cases} \quad (1)$$

Система рівнянь (1) дозволить визначити розподіл імовірностей знаходження СРЗ в кожному стані множини $\{P_z(t)\}$ на протязі інформаційного конфлікту з урахуванням поведінки порушника та МЗІ.

В реальних обставинах зміна стратегій сторін обумовлюється багатьма чинниками, які здебільшого врахувати немає можливості, припустимо, що інтенсивності сторін в ході боротьби змінюються за лінійним законом. Тоді,

$$\lambda_i(t) = \lambda_i \cdot t \quad (2)$$

та

$$\mu_j(t) = \mu_j \cdot t, \quad (3)$$

де λ_i та μ_j – параметри законів розподілу стратегій гравців, t – час інформаційного конфлікту РЕП; i, j – кількість переходів між станами в результаті успішних атак порушника та внаслідок дії МЗІ відповідно, причому $i \wedge j \in [0, z-1]$.

Ресурси гравців визначені та обмежені їх стратегіями (2) – (3). Для порушника вони знаходяться в межах

$$\lambda_{i \min}(t) \leq \lambda_i(t) \leq \lambda_{i \max}(t). \quad (4)$$

Інтенсивності механізмів захисту, при протидії РЕП СРЗ, змінюються в межах

$$\mu_{j \min}(t) \leq \mu_j(t) \leq \mu_{j \max}(t). \quad (5)$$

Параметри керування гравців $\lambda_i(t)$ та $\mu_j(t)$, які визначають ресурси сторін гри лежать в межах замкнених множин $\Lambda \in K_\lambda$ та $M \in K_\mu$, які в свою чергу обмежені евклідовими просторами E_λ і E_μ відповідно [8].

В ході атаки РЕП радіолінії СРЗ гравець (порушник) намагається завдати максимальних втрат іншому гравцю (МЗІ). Під час цього він маневрує власними ресурсами та намагається мінімізувати особисті втрати при максимізації втрат іншого суб'єкта.

Розгляд процесів нападу на СРЗ та захисту від цих атак відповідає диференційно-ігровому підходу з безкоаліційним характером ведення гри [17].

Під час інформаційної боротьби при здійсненні заходів РЕП кожна із сторін цієї гри намагається завдати іншій найбільших втрат. Порушник намагається за допомогою штучних радіозавад придушити радіолінію СРЗ по якій здійснюється передача інформації. Це призведе до порушення цілісності інформації, що передавалась безпосередньо в час встановлення завади, чи до порушення доступності ресурсів каналів зв'язку СРЗ, тим самим завдавши збитків. Гравець, що захищається, намагається наявними МЗІ протистояти атакам з боку порушника, та зберегти власні активи.

В результаті, стратегії гравців є протилежними.

Порушник – максимізує плату $I(t)$, $P_0(t)$, $\lambda_i(t)$, $\mu_j(t)$ при мінімізації власних втрат під час нанесення атак [14]:

$$\max_{\lambda_i(t) \in E_\lambda} \min_{\mu_j(t) \in E_\mu} = I(t, P_0(t), \lambda_i(t), \mu_j(t)). \quad (6)$$

Гравець, що захищається (МЗІ) – мінімізує плату $I(t, P_0(t), \lambda_i(t), \mu_j(t))$ за умови її максимізації іншим гравцем [14]:

$$\min_{\mu_j(t) \in K_\mu} \max_{\lambda_i(t) \in K_\lambda} = I(t, P_0(t), \lambda_i(t), \mu_j(t)), \quad (7)$$

де $I(t, P_0(t), \lambda_i(t), \mu_j(t)) = I$ – плата, що є усередненою імовірністю перебування СРЗ у стані впливу РЕП.

При рівності плат гравців (6) та (7):

$$\begin{aligned} \max_{\lambda_i(t) \in E_\lambda} \min_{\mu_j(t) \in E_\mu} &= I(t, P_0(t), \lambda_i(t), \mu_j(t)) = \\ &= \min_{\mu_j(t) \in K_\mu} \max_{\lambda_i(t) \in K_\lambda} = I(t, P_0(t), \lambda_i(t), \mu_j(t)) = \\ &= I(t, P_0^{opt}(t), \lambda_i^{opt}(t), \mu_j^{opt}(t)) = I^G, \end{aligned} \quad (8)$$

стратегії $\lambda_i^{opt}(t)$ і $\mu_j^{opt}(t)$ є оптимальними для цієї гри, а $P_0^{opt}(t)$ – оптимальна траєкторія, яка розраховується з системи (1) за критерієм (6), і представляє собою диференційно-ігрову модель ШНП СРЗ для порушника в ході радіорозвідки.

Гарантований рівень захищеності СРЗ досягається вибором гравців оптимальних стратегій $\lambda_i^{opt}(t)$ та $\mu_j^{opt}(t)$:

$$I(t, P_0^{opt}(t), \lambda_i^{opt}(t), \mu_j^{opt}(t)) = I^G \quad (9)$$

при цьому ціна I^G – ціна гри.

Для динамічного інформаційного конфлікту плата I матиме інтегральний вигляд, та відносно $P_0(t)$ розраховується за виразом [14]:

$$I = \frac{1}{T} \int_{t_0}^T P_0(t) dt, \quad (10)$$

де $0 \leq I \leq I_{\max}$, $I_{\max} = 1$.

Інтегрування здійснюється протягом всієї гри від моменту початку $t_0 = 0$ до моменту закінчення $t_0 = T$ інформаційного конфлікту. Якщо будь-який гравець відхилиться від оптимальної стратегії, то це призведе до втрат у платі.

Знаходження диференційно-ігрової моделі ШНП СРЗ $P_0^{opt}(t)$ здійснимо за загальною методологією, що представлена в монографії [14] з використанням P -перетворень академіка Пухова Г.Є. [15].

Перейдемо в область зображень, для чого використаємо пряме диференційне перетворення [15]. В результаті інформаційний конфлікт, що описаний системою (1), в області P -зображень матиме вигляд:

$$\begin{cases} P_0(k+1) = \frac{T}{k+1} (-M_2(k)P_0(k) + \Lambda_2(k)P_1(k)); \\ P_1(k+1) = \frac{T}{k+1} (-\Lambda_2(k) + M_1(k) + M_3(k))P_1(k) + M_2(k)P_0(k) + \\ \quad + \Lambda_1(k)P_2(k) + \Lambda_3(k)P_3(k); \\ P_2(k+1) = \frac{T}{k+1} (-\Lambda_1(k) + M_0(k))P_2(k) + M_1(k)P_1(k) + \Lambda_0(k)P_3(k); \\ P_3(k+1) = \frac{T}{k+1} (-\Lambda_0(k) + \lambda_3(k))P_3(k) + M_0(k)P_2(k) + M_3(k)P_1(k). \end{cases} \quad (11)$$

де $P_z(k)$, $\Lambda_i(k)$, $M_j(k)$ – диференційні зображення оригіналів функцій $P_z(t)$, $\lambda_i(t)$, $\mu_j(t)$ відповідно, і дискретними функціями цілочислового аргументу $k = 0, 1, 2, \dots$.

Внаслідок динаміки інформаційного конфлікту та прийнятого допущення, стратегії гравців в ході інформаційного протистояння змінюються за лінійними законами (2)–(3), тобто є функціями. В результаті, при переході в область P -зображень необхідно врахувати властивості T -добутків диференційних зображень $\Lambda_i(k) * P_z(k)$ та $M_j(k) * P_z(k)$ [15].

Вказані T -добутки матимуть вигляд для всіх $k \geq 1$:

$$\Lambda_i(k) * P_z(k) = \lambda T \cdot P_z(k-1), \quad (12)$$

$$M_j(k) * P_z(k) = \mu T \cdot P_z(k-1). \quad (13)$$

З урахуванням перетворень добутків в області зображень (12) – (13), система диференціальних рівнянь Колмогорова-Чепмена для атаки РЕП радіолінії матиме вигляд:

$$\begin{cases} P_0(k+1) = \frac{T^2}{k+1}(-\mu_2 P_0(k-1) + \lambda_2 P_1(k-1)); \\ P_1(k+1) = \frac{T^2}{k+1}(-(\lambda_2 + \mu_1 + \mu_3)P_1(k-1) + \mu_2 P_0(k-1) + \lambda_1 P_2(k-1) + \lambda_3 P_3(k-1)); \\ P_2(k+1) = \frac{T^2}{k+1}(-(\lambda_1 + \mu_0)P_2(k-1) + \mu_1 P_1(k-1) + \lambda_0 P_3(k-1)); \\ P_3(k+1) = \frac{T^2}{k+1}(-(\lambda_0 + \lambda_3)P_3(k-1) + \mu_0 P_2(k-1) + \mu_3 P_1(k-1)). \end{cases} \quad (14)$$

Визначимо дискрети диференціального спектра диференційно-ігрової моделі ШНП СРЗ під час РЕП. Для знаходження дискрет послідовно присвоюємо цілочислові значення аргументу k .

Врахуємо початкові умови : $P_3(t) = P_0(t) = 0,5$, $P_1(t) = P_2(t) = 0$. В результаті визначимо дискрети для $P_0(k)$:

$$P_0(1) = P_0(3) = P_0(5) = 0, \quad (15)$$

$$P_0(2) = -\frac{T^2}{4} \mu_2, \quad (16)$$

$$P_0(4) = \frac{T^4}{16} (\mu_2^2 + \lambda_2 \mu_2), \quad (17)$$

$$\begin{aligned} P_0(6) = & -\frac{T^6}{96} (\mu_2^3 + \mu_2^2 + \lambda_2 \mu_2^2 + \lambda_2^2 \mu_2 + \lambda_2^2 \lambda_3 + \lambda_2 \mu_1 \mu_2 + \\ & + \lambda_2 \lambda_3 \mu_1 + \lambda_2 \mu_2 \mu_3 + \lambda_2 \lambda_3 \mu_3 - \lambda_0 \lambda_1 + \lambda_0 \lambda_3 + \lambda_3^2 - \lambda_3 \mu_3). \end{aligned} \quad (18)$$

Для отримання плати гри в області зображень підставимо дискрети (15) – (18) в (10). В результаті підстановки вираз (10) матиме вигляд в якості ряду плати гри:

$$\begin{aligned} I_1 = \sum_{k=0}^{k=\infty} \frac{P_0(k)}{k+1} = & \frac{1}{2} - \frac{T^2}{12} \mu_2 + \frac{T^4}{80} (\mu_2^2 + \lambda_2 \mu_2) - \frac{T^6}{672} (\mu_2^3 + \mu_2^2 + \lambda_2 \mu_2^2 + \lambda_2^2 \mu_2 + \\ & + \lambda_2^2 \lambda_3 + \lambda_2 \mu_1 \mu_2 + \lambda_2 \lambda_3 \mu_1 + \lambda_2 \mu_2 \mu_3 + \lambda_2 \lambda_3 \mu_3 - \lambda_0 \lambda_1 + \lambda_0 \lambda_3 + \lambda_3^2 - \lambda_3 \mu_3). \end{aligned} \quad (19)$$

Найдемо екстремуми функції (19), для чого вирішимо систему диференційних рівнянь:

$$\begin{cases} \frac{\partial I(\lambda_i, \mu_j)}{\partial \lambda_i} = 0, \\ \frac{\partial I(\lambda_i, \mu_j)}{\partial \mu_j} = 0, \end{cases} \quad (20)$$

провівши диференціювання відносно кожного λ_i та μ_j .

Для спрощення розрахунку системи (20) прийемо $\mu_3 = 0$ та $\lambda_3 = 0$, та обмежимося лінійною складовою рівнянь, для того, щоб уникнути вирішення системи нелінійних диференційних рівнянь. Внаслідок спрощення система (20) прийме вигляд системи арифметичних рівнянь

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial I_1(\lambda_i, \mu_j)}{\partial \lambda_2} = \frac{T^4}{80} \mu_2 + \frac{T^6}{672} (\mu_2^2 + 2\lambda_2 \mu_2), \\ \frac{\partial I_1(\lambda_i, \mu_j)}{\partial \mu_2} = -\frac{T^2}{12} + \frac{T^4}{80} (2\mu_2 + \lambda_2). \end{array} \right. \quad (21)$$

Оскільки розглядається поведінка СРЗ відносно стану $P_0(t)$, то нас цікавлять параметри стратегій, що безпосередньо впливатимуть на перехід СРЗ в стан отримання збитків від РЕП. Таким чином, для моделювання в якості критеріїв приймемо інтенсивності λ_2 та μ_2 . Розрахунку оптимальних значень підлягають всі інтенсивності.

Розв'язання системи (21) призведе до отримання результуючих значень параметрів λ_2^{opt} та μ_2^{opt} для стратегій гравців (2) та (3), які дорівнюють:

$$\lambda_2^{opt} = \frac{152}{45 \cdot T^2} \approx 3,37 \cdot \frac{1}{T^2}, \quad (22)$$

$$\mu_2^{opt} = \frac{74}{45 \cdot T^2} \approx 1,64 \cdot \frac{1}{T^2}. \quad (23)$$

Використаємо зворотні перетворення [15], та переведемо отримані оптимальні коефіцієнти (22) – (23) стратегій гравців в область оригіналів:

$$\lambda_{2 \max}^{opt}(t) = \sum_{k=0}^{k=\infty} \left(\frac{t}{T}\right)^k \cdot \Lambda(k) = 3,37 \cdot \frac{1}{T^2}, \quad (24)$$

$$\mu_{2 \min}^{opt}(t) = \sum_{k=0}^{k=\infty} \left(\frac{t}{T}\right)^k \cdot M(k) \approx 1,64 \cdot \frac{1}{T^2}. \quad (25)$$

Гарантований рівень захищеності I^G для СРЗ від атак РЕП в ході доби інформаційної боротьби, з врахуванням початкових умов та інтенсивностей оптимальних стратегій гравців дорівнює $I^G \approx 0,3$.

Модель процесу здійснення атаки РЕП радіоліній СРЗ, при виборі гравцями оптимальних стратегій (24) – (25), в області оригіналів матиме вигляд:

$$\begin{aligned} P_0^{opt}(t) &= \sum_{k=0}^{k=\infty} \left(\frac{t}{T}\right)^k [P_0(k)]_{\substack{\lambda=\lambda^{opt} \\ \mu=\mu^{opt}}} \approx \sum_{k=0}^{k=6} \left(\frac{t}{T}\right)^k [P_0(k)]_{\substack{\lambda=\lambda^{opt} \\ \mu=\mu^{opt}}} = \\ &= 0,5 - 0,4111 \cdot \left(\frac{t}{T}\right)^2 + 0,5161 \cdot \left(\frac{t}{T}\right)^4 - 0,3650 \cdot \left(\frac{t}{T}\right)^6. \end{aligned} \quad (26)$$

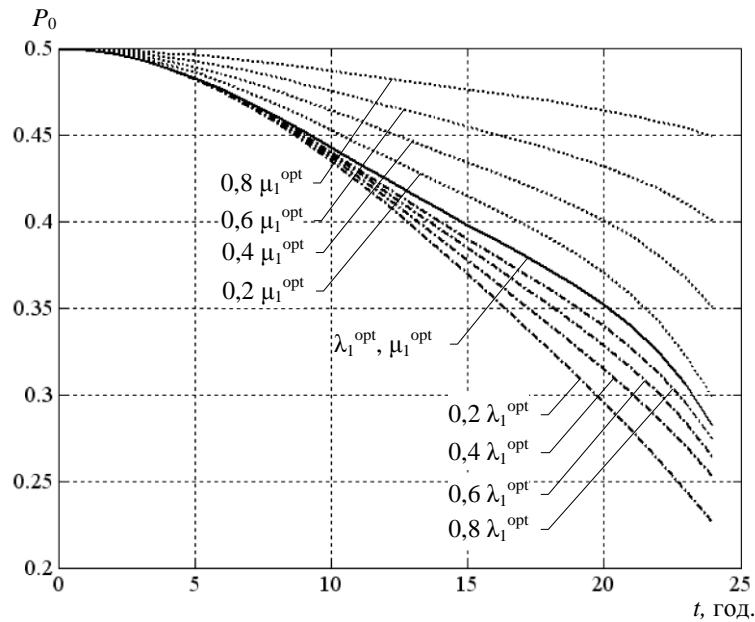
Для моделювання зміни ШНП СРЗ в якості критеріїв приймаються інтенсивності атак придушення радіоліній СРЗ λ_2 та захисних дій МЗІ від РЕП μ_2 . Відхилення гравців від оптимальних стратегій (24) та (25) моделі ШНП означає програш у платі.

Диференціально-ігрова модель ШНП СРЗ області оригіналів матиме вигляд:

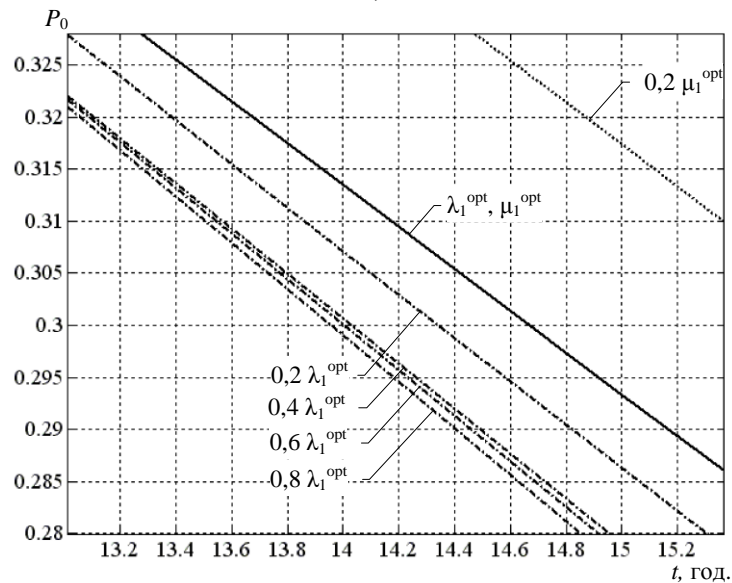
$$\begin{aligned}
 P_0(t) = & \frac{1}{2} - \frac{T^2}{4} \mu_2 + \frac{T^4}{16} (\mu_2^2 + \lambda_2 \cdot \mu_2) - \\
 & - \frac{T^6}{96} (\mu_2^3 + \mu_2^2 + \lambda_2 \mu_2^2 + \lambda_2^2 \mu_2 + \lambda_2^2 \lambda_3 + \lambda_2 \mu_1 \mu_2 + \\
 & + \lambda_2 \lambda_3 \mu_1 + \lambda_2 \mu_2 \mu_3 + \lambda_2 \lambda_3 \mu_3 - \lambda_0 \lambda_1 + \lambda_0 \lambda_3 + \lambda_3^2 - \lambda_3 \mu_3)^6.
 \end{aligned}
 \tag{27}$$

Крок зміни інтенсивності атак та захисту прийемо за 0,2. Почергово, при сталому іншому критерію, будемо змінювати інтенсивність λ_2 , відносно λ_2^{opt} , та підставляти в формулі (27). Аналогічну процедуру проведемо змінюючи μ_2 .

В результаті моделювання змін ШНП СРЗ, в залежності від зміни параметрів інтенсивності атак та захисних дій МЗІ, отримали залежності, що представлені на рис. 2.



а)



б)

Рис. 2. Графіки залежності імовірності збитку від змін стратегій протиборчих сторін в ході реалізації РЕП радіоліній СРЗ: а) загальний вигляд графіків, б) масштабована частина графіків

Результати моделювання показують, що при збільшенні інтенсивності нанесення атак РЕП радіолінії СРЗ порушником, імовірність нанесення збитків $P_0(t)$ збільшується. Аналогічна ситуація відбувається при зниженні інтенсивності захисних дій МЗІ.

Висновки. В результаті роботи був розроблений метод оцінки імовірності збитку внаслідок реалізації атак радіоелектронного придушення радіоліній військових систем радіозв'язку в ході проведення інформаційних операцій, який на відміну від відомих ґрунтується на визначенні імовірності збитку внаслідок інформаційних атак, що дозволяє отримати мінімальні необхідні інтенсивності стратегій гравців та шаблони нормальної поведінки СРЗ спеціального призначення в умовах реалізації інформаційних атак.

На основі запропонованого методу було проведено моделювання поведінки СРЗ під час реалізації атак радіоелектронного придушення радіоліній.

Результати моделювань поведінки СРЗ представлені в якості аналітичних виразів шаблонів нормальної поведінки СРЗ, які відображають зміни в розвитку конфлікту при будь-яких змінах у стратегіях протидіючих сторін у ході інформаційного конфлікту. Інтервал розгляду конфлікту складав 24 години та може змінюватись без подальших модифікацій в методі розрахунків. Отримані співвідношення дозволяють оцінювати, з урахуванням можливостей порушника та МЗІ, характер розвитку інформаційного конфлікту.

Визначені оптимальні значення інтенсивності атак радіоелектронного придушення та захисту від них, характеризують рівновагу диференціальної гри та ціну гри. Для отримання переваги над противником необхідно досягти збільшення плати протилежною стороною, що складала б більше ціни гри.

Визначено, що при відхиленні інтенсивності захисних дій від оптимального значення, імовірність отримання збитків від них змінюється з більшим кроком, ніж при аналогічному відхиленні інтенсивності атак. Даний факт підкреслює критичність розгляду систем захисту інформації, що необхідно врахувати на етапі їх проектування.

Результати дослідження показали адекватну роботу методу оцінки імовірності збитку внаслідок реалізації атак радіоелектронного придушення радіоліній військових систем радіозв'язку в ході проведення інформаційних операцій при моделюванні поведінки систем радіозв'язку в ході реалізації атак.

Практична важливість результатів обумовлюється можливістю застосування даного методу для оцінки імовірності збитку внаслідок успішної реалізації інформаційних атак на етапі проектування захищених СРЗ.

Напрямок подальших досліджень є впровадження методу для оцінки стану інформаційної безпеки під час ведення бойових дій в умовах реалізації РЕП.

ЛІТЕРАТУРА

1. Daniel Wentre. Information warfare / Daniel Wentre. – San Francisco : Wiley-ISTE, 2012. – 320 p.
2. Information operations primer. Fundamentals of Information Operations. – Philadelphia, U.S. Army War College, 2006. – 168 p.
3. Information Operations : Joint Pub 3-13.1. – DOD US. – Government Printing Office. – 2012. – 69 p.
4. Медведєв В. К. Сучасна інформаційна війна та її обрис. / Медведєв В. К., Кучеренко Ю. Ф., Гузько О. М. // Системи озброєння і військова техніка. – 2008. – № 1(13) – С. 52 – 54.
5. Шестаков В. І. Інформаційні операції : сьогодення та перспективи розвитку. Інформаційні системи / В. І. Шестаков, О. В. Манько, О. І. Пінчук // Збірник наукових праць ЖВІ НАУ. – 2008. – № 1. – С. 23 – 31.
6. Сушко О. О. Оцінка спільного впливу компонент військової наступальної інформаційної операції на лінії зв'язку / О. О. Сушко // Збірник ВІКНУ. – 2005. – № 2. – С. 154 – 158.

7. Adam T. Electronic warfare / T. Adam. – New York : Nova Science Publishers, 2009. – 192 p.
8. Палий А. И. Радиоэлектронная борьба. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. Воениздат, 1989 г. – 350 с.
9. Information security standards [Електроний ресурс]. – Режим доступу : <http://www.iso27001security.com>. – Назва з екрану.
10. Астахов А. М. Искусство управления информационными рисками / А.М. Астахов. – М. : ДМК Пресс, 2010. – 312 с.
11. Петренко С. А. Анализ рисков в области защиты информации / С. А. Петренко. – СПб. : Афина, 2009. – 153 с.
12. Шевченко А. С. Метод оцінювання ризиків з урахуванням впливу механізмів захисту інформації на параметри безпроводових інформаційно-телекомунікаційних систем під час інформаційних операцій / А. С. Шевченко, О. В. Кокотов // Науково-практичний журнал “Безпека інформації”. – 2014. – № 1. – С. 7 – 11.
13. Шевченко А. С. Модель загроз для відомчих безпроводових інформаційно-комунікаційних систем в умовах інформаційної боротьби при впливі комплексу навмисних атак порушника / А. С. Шевченко // Сучасний захист інформації. – 2011. – № 3. – С. 58 – 65.
14. Гришук Р.В. Теоретичні основи моделювання процесів нападу на інформацію методами теорій диференціальних ігор та диференціальних перетворень: Монографія / Р.В. Гришук. – Житомир: Рута, 2010.– 280 с.
15. Пухов Г. Е. Преобразования тейлора и их применение в электротехнике и электронике / Г. Е. Пухов. – К. : Наукова думка. – 1978. – 260 с.
16. Кельберт М. Я. Вероятность и статистика в примерах и задачах. Т. II: Марковские цепи как отправная точка теории случайных процессов и их приложения / Кельберт М. Я., Сухов Ю.М. – М.: МЦНМО, 2009. – 295 с.
17. Петросян Л. А. Теория игр : учебное пособие / Л. А. Петросян, Н. А. Зенкевич, Е. В. Шевкопляс. – СПб. : БХВ-Петербург, 2012 – 432 с.

АВТОРИ НОМЕРА

1. **Артюх Сергій Григорович** – начальник лабораторії Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
2. **Бабич Ігор Володимирович** – начальник служби захисту інформації Київського обласного військового комісаріату, Київ, Україна.
3. **Беляков Роберт Олегович** – ад'юнкт Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
4. **Борисов Ігор Володимирович** – кандидат технічних наук, доцент, начальник кафедри Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
5. **Вишнівський Віктор Вікторович** – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедрою Державного університету телекомунікацій, Київ, Україна.
6. **Гордашник Євгеній Сергійович** – магістр інституту телекомунікаційних систем НТУУ „КПІ”, Київ, Україна.
7. **Гриценко Костянтин Миколайович** – старший викладач кафедри Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
8. **Гурський Тарас Григорович** – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
9. **Жук Олеся Геннадіївна** – кандидат технічних наук, доцент, докторант Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
10. **Ільїнов Михайло Дмитрович** – кандидат технічних наук, доцент, викладач кафедри Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
11. **Коваленко Ілля Григорович** – кандидат технічних наук, провідний науковий співробітник НДВ наукового центру зв'язку та інформатизації Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
12. **Кузавков Василь Вікторович** – кандидат технічних наук, доцент, докторант Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
13. **Лебідь Євгеній Віцентійович** – ад'юнкт Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
14. **Макарчук Василь Іванович** – науковий співробітник НДВ наукового центру зв'язку та інформатизації Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
15. **Макарчук Оксана Миколаївна** – викладач кафедри Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
16. **Манухін Олександр Васильович** – кандидат технічних наук, доцент, начальник кафедри Інституту зовнішньої розвідки України, Київ, Україна.
17. **Масесов Микола Олександрович** – кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, НДВ наукового центру зв'язку та інформатизації Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
18. **Нестеренко Микола Миколайович** – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
19. **Паламарчук Світлана Анатоліївна** – провідний науковий співробітник НДВ наукового центру зв'язку та інформатизації Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
20. **Радзівілов Григорій Данилович** – кандидат технічних наук, доцент, начальник кафедри Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
21. **Редзюк Євгеній Володимирович** – викладач кафедри Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.
22. **Романов Олександр Іванович** – доктор технічних наук, професор, провідний науковий співробітник НДВ наукового центру зв'язку та інформатизації Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.

23. **Романюк Валерій Антонович** – доктор технічних наук, професор, заступник начальника інституту з навчальної та наукової роботи Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.

24. **Руденко Дмитро Миколайович** – ад'юнкт Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.

25. **Сальник Сергій Васильович** – ад'юнкт Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.

26. **Самойлов Ігор Володимирович** – кандидат технічних наук, доцент, начальник кафедри Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.

27. **Симоненко Олександр Анатолійович** – ад'юнкт Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.

28. **Сова Олег Ярославович** – кандидат технічних наук, начальник кафедри Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.

29. **Хусайнов Павло Валентинович** – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри Військового інституту телекомунікацій та інформатизації телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.

30. **Цатурян Олександр Георгійович** – науковий співробітник Наукового центру Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.

31. **Чумак Володимир Костянтинович** – кандидат технічних наук, доцент кафедри Військового інституту телекомунікацій та інформатизації телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.

32. **Шевченко Андрій Сергійович** – кандидат технічних наук, старший викладач Військового інституту телекомунікацій та інформатизації, Київ, Україна.

ПАМ'ЯТКА ДЛЯ АВТОРА

Рукопис статті потрібно подавати разом із зазначеними нижче документами на українській мові:

- *актом експертизи* (1 примірник);
- *випискою із протоколу засідання кафедри (відділу)*, у якій повинна бути обґрунтована необхідність опублікування статті, як наукової праці, що містить нові наукові результати;
- *рецензіями (зовнішньою або внутрішньою)* – за підписом провідного ученого, який працює в даному напрямку досліджень;
- *довідкою про автора (авторів)*;
- *квитанцією* про сплату за опублікування статті від ФЕВ інституту (для авторів зовнішніх організацій).

Рукопис подається у двох видах: на флеш-пам'яті або CD, розпечатаний на лазерному принтері (1 примірник), у текстовому редакторі – **Microsoft Word-10**, а також може бути надісланий за електронною адресою інституту.

Формат аркуша – **A4 (210 × 297 мм)**.

Розмір полів: зліва – **20 мм**, справа – **20 мм**, зверху – **20 мм**, знизу – **20 мм**.

Стиль – **normal** (звичайний), інтервал між рядками – **1.0**, інтервальний відступ – **1 см**. Шрифт – **Times New Roman № 12**, із виключенням переносів.

Етапи представлення статті для науковців інституту:

1. Стаття подається на розгляд відповідальному редактору (кімната № 203 науково-організаційного відділу інституту). Стаття починається з анотації **українською, російською та англійською** мовах, що розміщуються між назвою та основним текстом статті. **До російської та англійської анотації додається прізвище, ім'я та назва статті (перекладені на російську та англійську мови).**

Анотацію друкують курсивом, шрифт **Times New Roman № 10**, обсяг тексту до 5 рядків. Після анотації 3-4 ключові слова українською мовою.

2. Після позитивного розгляду редколегією стаття подається коректору (кімната № 5 редакційно-видавничого відділу) для вичитки та корегування.

Виправлення електронного варіанту статті. Друкування виправленого варіанту статті, отримання розпису коректора про виправлення помилок, що були виявлені, на останньому аркуші статті.

3. Виправлена стаття передається разом із супровідними документами відповідальному редактору для формування комп'ютерного макету збірника.

Не зараховуються праці, у яких відсутній повний опис наукових результатів, що засвідчує їх, достовірність, або в яких повторюються результати, опубліковані раніше в інших наукових працях, що входять до списку основних (Постанова ВАК України від 10.02.99 р. № 1 – 02/3).

Статті, які містять загальновідому науково-технічну інформацію не розглядаються й не друкуються.

В один випуск Збірника наукових праць ВІТІ приймається **не більше однієї статті** за темою дисертації (Постанова ВАК України від 10.02.99 р. № 1 – 02/3).

Для опублікування статей від авторів зовнішніх організацій необхідно внести по 5 (п'ять) гривень за одну друковану сторінку до фінансово-економічної служби ВІТІ встановленим порядком.

Тексти статей та їхні копії на магнітних та оптичних носіях авторам не повертаються.

Редакційна колегія залишає за собою право вносити зміни в рукопис редакційного характеру.

Телефон для довідок: 256-22-37, 256-22-73, внутрішній 442-37, 442-73.

Адреса сайту збірників – **viti@viti.edu.ua**

Електронна адреса надання статей – **naukaviti@gmail.com**.