

ISSN 2412-4338

Журнал «Телекомунікаційні та інформаційні технології»
(свідоцтво про реєстрацію № 20746-10546 ПР, 30.04.2014 р.)

Наукове фахове видання України –
(Наказ МОН України від 13 липня 2015 р. №747)

Засновник: Державний університет телекомунікацій

ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ТА ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

Науковий журнал

ТЕЛЕКОМУНИКАЦИОННЫЕ И
ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Научный журнал

TELECOMMUNICATION AND
INFORMATIVE TECHNOLOGIES

Scientific journal

2016

№ 1

Передплатний індекс:
86479

Реферативна інформація видання представлена у
загальнодержавній реферативній базі даних «Україніка наукова»
та публікується у відповідних тематичних серіях УРЖ «Джерело»

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

ГОЛОВНИЙ РЕДАКТОР

Козелков Сергій Вікторович, д.т.н., проф., Державний університет телекомунікацій, Україна.

ЗАСТУПНИК ГОЛОВНОГО РЕДАКТОРА

Бондарчук Андрій Петрович, к.т.н., доцент, Державний університет телекомунікацій, Україна.

ВІДПОВІДАЛЬНИЙ СЕКРЕТАР

Торошанко Ярослав Іванович, к.т.н., с.н.с., Державний університет телекомунікацій, Україна.

ЧЛЕНИ РЕДАКЦІЙНОЇ КОЛЕГІЇ:

Беркман Любов Наумівна, д.т.н., проф., Державний університет телекомунікацій, Україна.

Блаунштейн Натан Олександрович, д.т.н., проф., Університет Бен Гуріона, Ізраїль.

Весоловський Кишиштоф, д.т.н., проф., Познанський технологічний університет, Польща.

Вишнівський Віктор Вікторович, д.т.н., проф., Державний університет телекомунікацій, Україна.

Гостєв Володимир Іванович, д.т.н., проф., Державний університет телекомунікацій, Україна.

Жураковський Богдан Юрійович, д.т.н., проф., Державний університет телекомунікацій, Україна.

Каток Віктор Борисович, к.т.н., доцент, ПАТ «Укртелеком», Україна.

Климаш Михайло Миколайович, д.т.н., проф., Національний університет «Львівська політехніка», Україна.

Конахович Георгій Филімонович, д.т.н., проф., Національний авіаційний університет, Україна.

Козелкова Катерина Сергіївна, д.т.н., проф., Державний університет телекомунікацій, Україна.

Комарова Лариса Олексіївна, д.т.н., с.н.с., Державний університет телекомунікацій, Україна.

Коришун Наталія Володимирівна, к.т.н., доцент, Державний університет телекомунікацій, Україна.

Кузнецов Олександр Петрович, д.т.н., проф., Білоруський Державний університет інформатики та електроніки, Білорусь.

Куртєв Іван, д.т.н., проф., Вище училище-коледж телекомунікацій та пошт, Болгарія.

Лунтовський Андрій Олегович, д.т.н., проф., Державна академія Саксонії «Беруфсакадемія», Німеччина.

Отрох Сергій Іванович, к.т.н., доцент, ПАТ «Укртелеком», Україна.

Попов Валентин Іванович, д.ф.-м.н., проф., Ризький технічний університет, Латвія.

Поповський Володимир Володимирович, д.т.н., проф., Харківський національний університет радіоелектроніки, Україна.

Сайко Володимир Григорович, д.т.н., проф., Державний університет телекомунікацій, Україна.

Семенко Анатолій Іларіонович, д.т.н., проф., Державний університет телекомунікацій, Україна.

Смирнов Микола Ісаакович, д.т.н., проф., Московський технічний університет зв'язку та інформатики, Росія.

Сундучков Костянтин Станіславович, д.т.н., проф., Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Україна.

Толубко Володимир Борисович, д.т.н., проф., Державний університет телекомунікацій, Україна.

Рекомендовано до друку Вченою радою Державного університету телекомунікацій
(протокол №8 від 01.02.2016 р.)

Адреса редакції:

Україна, 03680, Київ, вул. Солом'янська, 7. ДУТ
Редакція журналу «Телекомунікаційні та інформаційні технології»
Тел. +380 (50) 555 51 14, +380 (44) 249 25 88
E-mail: toroshanko@ukr.net info@dut.edu.ua

Видавничий центр Державного університету телекомунікацій. 03680, Київ, вул. Солом'янська, 7.
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до Держ. реєстру «Серія ДК №2539 від 26.06.2006 р.»
Підписано до друку 01.02.2016 р. Формат 64x90¹/8.

© ДУТ, 2016

© «Телекомунікаційні та інформаційні технології»

З М І С Т

Сайко В. Г., Плющ О. Г., Бреславський В. О., Грищенко Л. М. Методика оцінки щільності радіовузлів в самоорганізованих мережах	5-10
Пархомей І. Р., Коршун Н. В. Спосіб реалізації інтерферометричного методу визначення параметрів об'єкту локації	11-15
Вишнівський В. В., Гніденко М. П., Ільїн О. О. Сучасний підхід до інформатизації навчального процесу	16-22
Любчик В. Р., Сенчишина Ю. В., Троцишин І. В., Розорінов Г. М. Математична модель періодичного сигналу з прямокутним спектром і мінімальним пік-фактором	23-29
Сергієнко І.-В. О., Каток В. Б. Вплив параметрів генерованих оптичним передавачем імпульсів на пропускну здатність волоконно-оптичного лінійного тракту	30-40
Демидов І. В., Мухамед Мехді Ель Хатрі, Укаблі Юсеф. Аналіз методів підвищення продуктивності телекомунікаційних мереж хмарних сервісних систем	41-47
Бондаренко В. Є. Задача побудови замкнутих систем та її реалізація для синтезу живучих кільцевих транспортних телекомунікаційних мереж	48-55
Гаврилко Є. В. Розробка методики побудови мережевої системи супутникової екологічної телекомунікаційної системи дистанційного моніторингу Землі	56-60
Родионов С. С. Вероятностно-временной подход к оценке воздействия мешающего сигнала на радиостанцию	61-65
Федюнін С. А. Потоки відмов відновлювальних систем	66-73
Скубак О. М., Мокринцев О. А. Технологія кодування сучасних штрих-кодів	74-79
Дищук А. С. Аналіз функціонування складного об'єкту системи управління в телекомунікаціях	80-87
Бокла Н. И., Шокотько А. А. Использование кодового разделения каналов на основе модифицированных псевдослучайных последовательностей Голда при построении линии радиорелейной связи	88-94
Саланда І. П. Методика синтезу розгалуженої інформаційної мережі із заданими структурними характеристиками	95-99
Панкратова О. С. Впровадження фазорізницевої модуляції високих порядків в мережі мобільного зв'язку LTE	100-106
Дещинський Ю. Л., Бохонко Б. А., Горбатюк В. Ю. Реалізація методики проектування цифрових пристроїв на програмованих логічних інтегральних схемах	107-112
Терентьева И. Е. Метод оценки эксплуатационных затрат телекоммуникационных систем с учетом показателей надежности	113-119

C O N T E N T S

Sayko V. H., Plyushch O. H., Breslavskyy V. O., Hryshchenko L. M. Radio-nodes density estimation technique in self-organizing networks	5-10
Parkhomey I. R., Korshun N. V. The way for implementing interferometric method for determining the parameters of the object location	11-15
Vyshnivskyy V.V., Hnidenko M.P., Ilin O.O. Modern approach to the informatization of the educational process	16-22
Lyubchyk V. R., Senchyshyna Yu. V., Trotsyshyn I. V., Rozorinov H. M. Mathematical model of a periodic signal with a rectangular spectrum and minimum crest-factor	23-29
Serhiyenko I.-V. O., Katok V. B. The influence of parameters of pulses generated by the optical transmitter on the transmission capacity of fiber-optical line path	30-40
Demydov I. V., Mohamed Mehdi El Hatri, Oukabli Youssef. Analysis of methods for telecommunication networks performance improving of cloud service systems	41-47
Bondarenko V. Ye. The task of closed systems building and its implementation for the synthesis of survivable ring transport telecommunications networks	48-55
Gavrylko Ye. V. Construction method development of environmental satellite network system telecommunication system of remote monitoring of the Earth	56-60
Rodionov S. S. Probability-time approach to the estimation of influence of the interfering signal on the radio station	61-65
Fedyunin S. A. Failure stream of recovering system	66-73
Skubak O. M., Mokryntsev O. A. Advanced coding technology of barcodes	74-79
Dyshchuk A. S. Analysis of complex object functioning in control system in telecommunications	80-87
Bokla N. I., Shokotko A. A. Using of channels code division based on modified Gold pseudorandom sequences for constructing microwave communication system	88-94
Salanda I. P. Method to the synthesis of the ramified information network with the set structural descriptions	95-99
Pankratova O. S. Implementation of phase-difference high-order modulation in the mobile network	100-106
Deshchynskyy Yu. L., Bokhonko B. A., Horbatiuk V. Yu. The implementation of methods of designing the digital devices on programmable logic devices	107-112
Terentyeva I. E. Method of assessing the operational costs of telecommunication systems taking into account indicators of reliability	113-119

УДК 621.396.662.072.078

Сайко В. Г., докт. техн. наук.; Плющ О. Г., канд. техн. наук;
Бреславський В. О., аспірант; Грищенко Л. М., аспірант

МЕТОДИКА ОЦІНКИ ЩІЛЬНОСТІ РАДІОВУЗЛІВ В САМООРГАНІЗОВАНИХ МЕРЕЖАХ

Sayko V. H., Plyushch O. H., Breslavskyy V. O., Hryshchenko L. M. Radio-nodes density estimation technique in self-organizing networks. The peculiarities of the modern self-organizing radio networks are analyzed. The method of the planning of such networks is considered. It implies that the three low-level-protocols of open system models interaction, namely, physic, channel and network ones, have to be closely interrelated one with each other. As a result, it leads, in the end, to the fact that they represent united protocol of establishing, supporting and executing communications. The mathematical simulation model of the required radio-installations density estimation of self-organizing networks is developed. The model is based on Lambert's function, that secures necessary information transmission quality, is presented, as well as numerical simulation results. They permit to assess required density and the number of radio-nodes depending on the distance of radio transmission within the predetermined network area under the probability of establishing communication set at 0,95% and 0,98%.

Keywords: self-organizing networks, density of radio-nodes, wireless network, Lambert's function, area of radio coverage, mobile network

Сайко В. Г., Плющ О. Г., Бреславський В. О., Грищенко Л. М. Методика оцінки щільності радіовузлів в самоорганізованих мережах. У статті розглянуто відмінні особливості сучасних само організованих радіомереж. Наведено розроблену математичну модель оцінки необхідної щільності радіо засобів самоорганізованих мереж для забезпечення необхідної якісної передачі інформації, а також результати моделювання, які дозволяють оцінити необхідну щільність і кількість радіовузлів в залежності від дальності радіозв'язку на заданій площі мережі при ймовірності зв'язку 0,95% та 0,98%.

Ключові слова: самоорганізовані мережі, щільність радіовузлів, функція Ламберта, безпроводова мережа, зона радіопокриття, мобільна мережа

Сайко В. Г., Плющ А. Г., Бреславский В. А., Грищенко Л. Н. Методика оценки плотности радиоузлов в самоорганизующихся сетях. В статье рассмотрены отличительные особенности современных самоорганизующихся радиосетей. Приведена разработанная математическая модель оценки необходимой плотности радиосредств самоорганизующихся сетей для обеспечения требуемой качественной передачи информации, а также результаты моделирования, которые позволяют оценить необходимую плотность и число радиоузлов в зависимости от дальности радиосвязи на заданной площади сети при вероятности связи 0,95% и 0,98%.

Ключевые слова: самоорганизующиеся сети, плотность радиоузлов, беспроводная сеть, функция Ламберта, зона радиопокрытия, мобильная сеть

1. Вступ. В даний час мобільні без проводів самоорганізовані мережі [1] будуються довільним чином і функціонують за принципом розподілу функцій управління потоками даних між всіма радіовузлами мережі. Через свою архітектуру такі мережі не мають постійних з'єднань. Передача даних реалізується через тимчасові зв'язки, які визначаються фізичними параметрами: потужністю переданого та прийнятого радіосигналів, розташуванням і рухливістю радіовузлів. Постійний рух радіовузлів призводить до труднощів при побудові маршруту і передачі даних. Маршрут встановлюється в умовах деякої невизначеності розташування і руху радіовузлів. При проектуванні алгоритму маршрутизації необхідно враховувати ці особливості для забезпечення зв'язності радіовузлів.

Самоорганізовані мережі (СОМ), на відміну від проводових і стільникових мереж, не мають можливості управляти потоками даних через базові станції (точки доступу) внаслідок їх відсутності. Час зв'язності (знаходження радіовузла в зоні радіовидимості) можна розрахувати через відносну швидкість руху таких радіовузлів і радіус радіовидимості.

В свою чергу радіовидимість залежить від випромінюваної потужності передавача, чутливості приймача і висоти підвісу антен. Для цього зазвичай оцінюють типові розміри зони радіовидимості, а потім за простою моделлю оцінюють час, протягом якого можуть здійснюватись побудова маршруту і передача даних.

Питання зв'язності таких мереж радіозв'язку досліджуються в багатьох роботах, що стосуються нескінченного числа радіовузлів, тоді як у випадку мереж з обмеженим числом радіовузлів виникають серйозні проблеми. Для відомої топології завжди можна визначити параметри, що гарантують прийнятну зв'язність в радіомережі. Велике значення для визначення зв'язності в мережах з великим числом вузлів грає вид функції загасання потужності. Для підтримки задовільної зв'язності в такій радіомережі необхідно або знижувати відношення сигнал/завада, або обмежувати число радіовузлів, які розпочинають передавати інформацію в один і той же час, в залежності від повного числа вузлів мережі. В обох випадках зв'язність можна підтримувати, але за рахунок втрати продуктивності. Тому існує оптимальне співвідношення (суперечливий вибір параметрів) між ємністю мережі (продуктивністю) і її зв'язністю [1, 2].

Метою статті є розробка методики оцінки необхідної щільності радіовузлів в самоорганізованих мережах з урахуванням забезпечення якості обслуговування абонентів.

2. Математична модель оцінки “необхідної” щільності радіовузлів мережі. Під “необхідною” мається на увазі така щільність радіо засобів СОМ, яка забезпечує зв'язність радіостанцій мережі з потрібною ймовірністю P_n .

Ймовірність знаходження N сусідніх радіовузлів на площі S при Пуассонівському розподілі радіозасобів визначається наступним виразом [3]:

$$P_n = \frac{e^{-\rho_s S} (\rho_s S)^N}{N!}, \quad (1)$$

де $\rho_s = \frac{N}{S}$ – щільність радіозасобів мережі.

Тоді ймовірність відсутності N сусідніх радіовузлів в зоні радіопокриття окремого радіозасобу буде дорівнювати:

$$\bar{P}_n = (1 - P_n) = e^{-\rho_s S} \quad (2)$$

При середніх втратах розповсюдження радіохвиль зона радіопокриття окремого радіозасобу без урахування швидких і повільних завмирань сигналу є колом площею, тобто.:

$$S = pR_{cp}^2, \quad (3)$$

де R_{cp}^2 – середня дальність радіозв'язку.

З урахуванням швидких і повільних завмирань радіосигналу вираз (2) буде мати наступний вигляд:

$$\bar{P}_n = e^{-\rho_s \pi m [R_{cp}^2]}, \quad (4)$$

де $m [R_{cp}^2]$ – математичне очікування квадрата середньої дальності радіозв'язку.

Як відомо, ймовірність зв'язку залежить від $m [R_{cp}^2]$ таким чином:

$$P_c = \frac{m [R_{cp}^2]}{R_{cp}^2}. \quad (5)$$

З іншого боку, ймовірність успішного прийому радіосигналу з урахуванням повільних і швидких завмирань визначається наступним виразом [4]:

$$P_c = \frac{2}{\infty} \Gamma \left(\frac{2}{\infty} \right) e^{\left(\frac{\sqrt{2}\sigma}{\infty} \right)^2}, \quad (6)$$

де $\Gamma(\bullet)$ – гамма функція;

σ – середнє квадратичне відхилення потужності прийнятого сигналу;

∞ – показник загасання потужності прийнятого сигналу.

Тоді, після відповідних перетворень і для зручності подальших досліджень, вираз (4) запишемо в наступній формі:

$$\bar{P}_n = e^{-\rho_s \pi R^2 \gamma}, \quad (7)$$

де γ – показник впливу завмирання сигналу на ймовірність відсутності N сусідніх радіовузлів, що дорівнює:

$$\gamma = \frac{2}{\infty} \Gamma\left(\frac{2}{\infty}\right) e^{\left(\frac{\sqrt{2}\sigma}{\infty}\right)^2}, \quad (8)$$

Згідно з [5,6], ймовірність зв'язності визначається як:

$$P_{cb} = e^{-N\bar{P}_n}, \quad (9)$$

Значення ρ_s має інтерес для побудови початкового наближення СОМ, коли відома площа зони дії СОМС і визначена необхідна дальність радіозв'язку R .

Для оцінки необхідної щільності радіозасобів СОМ необхідно визначити ρ_s . Для цього перетворимо вираз (7) у вигляді:

$$\rho_s e^{-\rho_s \pi R^2 \gamma} = -\frac{\ln P_{cb}}{S}. \quad (10)$$

З точки зору шуканого параметра ρ_s вираз (10) є трансцендентним рівнянням, що набуває вигляду

$$y \cdot e^{by} = a, \quad (11)$$

де $y = \rho_s$, $b = -\pi R^2 \gamma$ та $a = -\frac{\ln P_{cb}}{S}$.

Рішенням рівняння (11) є вираз

$$y = \frac{W(ab)}{b}, \quad b \neq 0 \quad (12)$$

де $W(x)$ – W -функція Ламберта [7].

Наведемо найпростіші властивості W -функції Ламберта для дійсних значень x .

Дійсна W -функція Ламберта визначається як рішення функціонального рівняння $W(x)e^{W(x)} = x$. Розуміння того, що W -функція Ламберта є функцією, оберненою до функції $x = e^W$, дозволяє представити графік функції (Рис. 1) і встановити її найпростіші властивості.

W -функція Ламберта визначена в інтервалі $[-1/e; \infty)$, де приймає значення від $-\infty$ до ∞ , причому для негативних x функція є двозначною. Точка А з координатами $(-1/e; -1)$ ділить графік функції на дві гілки, верхню $W_0(x)$ і нижню $W_{-1}(x)$ таким чином, щоб обидві гілки в точці А мали вертикальну дотичну.

Верхня гілка $W_0(x)$, яка часто називається основною, проходить через початок координат і більше не має особливостей. Нижня ж гілка $W_{-1}(x)$ має точку перегину В з координатами $(-2/e^2; -2)$ та вертикальну асимптоту при $x = 0$.

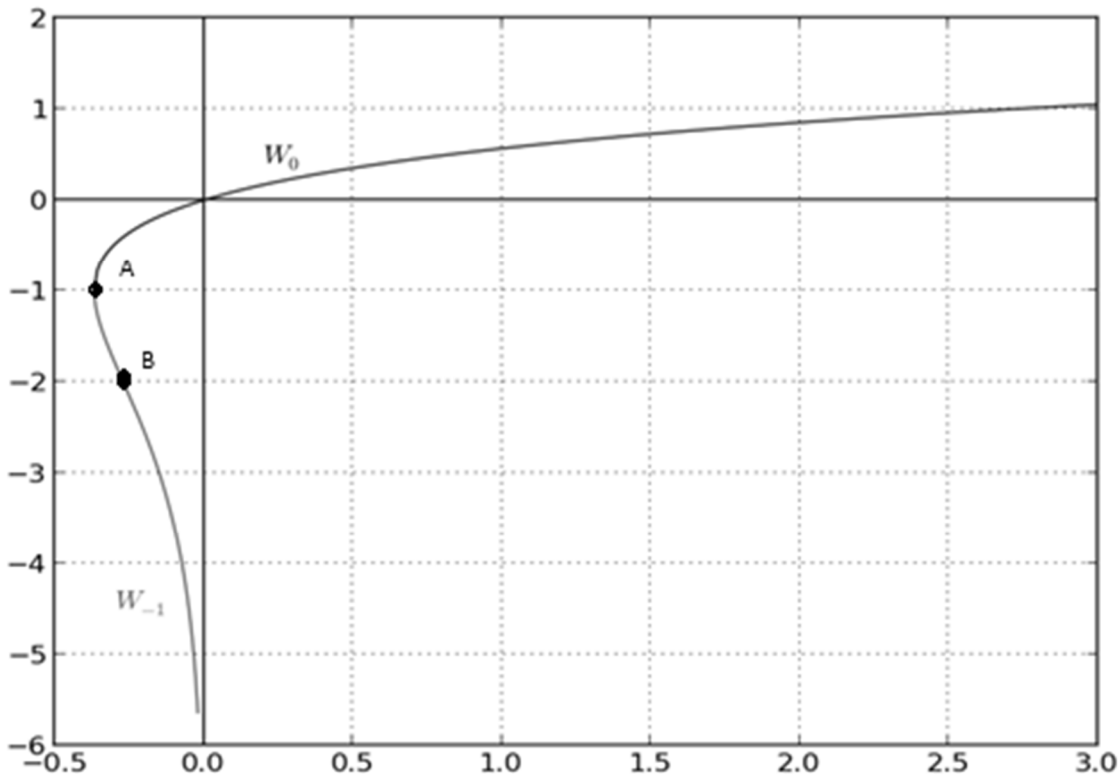


Рис. 1. Графік W -функції Ламберта

Для того, щоб визначити, яка з двох гілок W -функції Ламберта є рішенням рівняння (11) щодо щільності радіостанцій ρ_s , підставимо параметри $y = \rho_s$, $b = -\pi R^2 \gamma$ і $a = -\frac{\ln P_{cb}}{s}$ у вираз (12):

$$\rho_s = -\frac{1}{\pi R^2 \gamma} W\left(\frac{\ln P_{cb}}{S} \pi R^2 \gamma\right), \quad (13)$$

де множник $W(\bullet)$ повинен приймати негативні значення, тобто:

$$W\left(\frac{\ln P_{cb}}{S} \pi R^2 \rho_s\right) \leq 0, \quad (14)$$

а знаменник є площею зони радіопокриття радіостанції $S = (\pi R^2 \rho_s)$.

Оскільки число сусідів окремої радіостанції $N = \rho_s S$ не може бути менше одиниці, для щільності радіостанцій ρ_s повинна виконуватись умова

$$\rho_s \geq \frac{1}{\pi R^2 \gamma}. \quad (15)$$

Для виконання умов (14) і (15) у виразі (13) слід використовувати нижню гілку W -функції Ламберта $W_{-1}(x)$, яка приймає значення від $-\infty$ до 1.

Таким чином, необхідну щільність радіостанцій ρ_s можна визначити за формулою:

$$\rho_s = -\frac{1}{\pi R^2 \gamma} W_{-1}\left(\frac{\ln P_{cb}}{S} \pi R^2 \gamma\right), \quad (16)$$

На Рис. 2 і 3 представлено результати моделювання залежності ρ_s при $P_{cb} = 95\%$ і 98% відповідно.

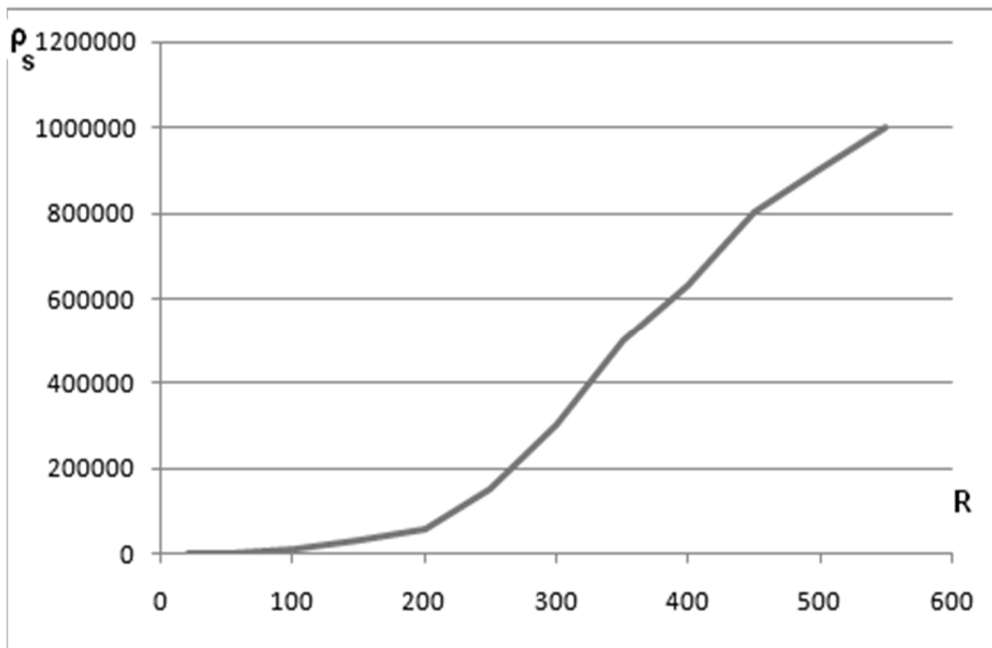


Рис.2 Залежність необхідної густоти радіо засобів ρ_s при $\infty = 3; \sigma = 8; S = 10^7; P_{cb} = 0.95$

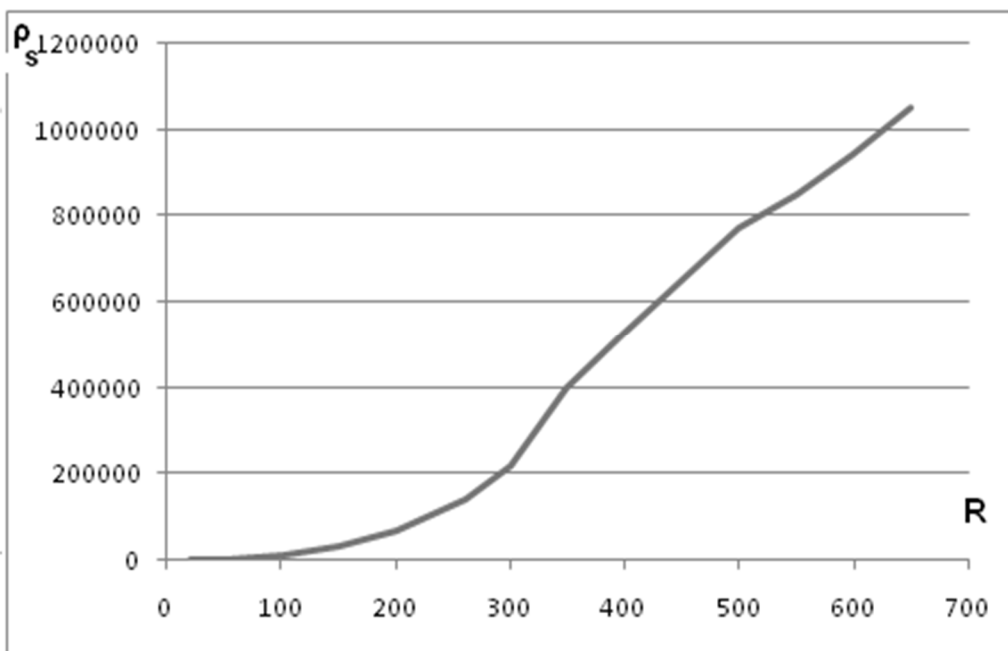


Рис. 3 Залежність необхідної густоти радіозасобів ρ_s при $\infty = 4; \sigma = 8; S = 10^8; P_{cb} = 0.98$

Підставивши $\rho_s = \frac{N}{S}$ у вираз (15), можна визначити число радіозасобів COM N , як функцію дальності радіозв'язку R і площі території COM S :

$$N = -\frac{S}{\pi R^2 \gamma} W_{-1} \left(\frac{\ln P_{cb}}{S} \pi R^2 \gamma \right).$$

3. Висновки. При підвищенні вимог до якості зв'язку відповідно підвищуються вимоги до показників зв'язності само організованих радіомереж. При фіксованій дальності радіозв'язку R зі збільшенням площі території СОМ S , необхідна щільність радіостанцій СОМ збільшується. Пояснюється це тим, що для збереження зв'язності мережі з заданою ймовірністю P_{cb} при збільшенні S число радіо засобів, розташованих навколо одного (відокремленого) з них, повинне бути збільшене.

Література

1. Бунин С. Г. Самоорганизующиеся радиосети со сверхширокополосными сигналами / С. Г. Бунин, А. П. Войтер, М. Е. Ильченко, В. А. Романюк. – Київ : НПП «Видавництво «Наукова думка» НАН України», 2012. – 444 с.
2. Кучерявый А. Е. Самоорганизующиеся сети и новые услуги / А. Е. Кучерявый // Электросвязь. – 2009. – № 1. – С. 19-23.
3. Палий А. И. Радиоэлектронная борьба / А. И. Палий. – Москва : Воениздат, 1989. – 350 с.
4. Сайко В. Г. Системы бездротового цифрового радіозв'язку нового покоління : монографія / В. Г. Сайко. – Київ: ПП «Золоті ворота», 2011. – 300 с.
5. Доровских А. В. Сети связи с подвижными объектами / А. В. Доровских, С. С. Сикарев. – Київ : Техніка, 1989. – 158 с.
6. Вишневский В. М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В. М. Вишневский, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович. – Москва : Техносфера, 2005. – 455 с.
7. Дубинов А. Е. W-функция Ламберта и ее применение в математических задачах физики : учеб. пособие для вузов / А. Е. Дубинов, И. Д. Дубинова, С. К. Сайков. – Саров : ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», 2006. – 160 с.

Автори статті

Сайко Володимир Григорович – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедрою радіотехнологій, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел. +380 (44) 249 25 04. E-mail: vgsaiko@gmail.com.

Плющ Олександр Григорович – кандидат технічних наук, доцент кафедри радіотехнологій, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел. +380(44)249-25-04. E-mail: opliusch@yahoo.com.

Бреславський Вячеслав Олександрович – аспірант кафедри радіотехнологій, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел. +380(99)9352392. E-mail: port@ukr.net.

Грищенко Людмила Миколаївна – аспірант кафедри радіотехнологій, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел. +380(93)6726540. E-mail: mila_1956@mail.ru.

Authors of the article

Sayko Volodymyr Hryhorovych – doctor of sciences (technical), professor, chief of radio technologies department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel. +380 (44) 249 25 04. E-mail: vgsaiko@gmail.com.

Plyushch Oleksandr Hryhorovych – candidate of sciences (technical), associate professor at radio technologies department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel. +380(44)249-25-04. E-mail: opliusch@yahoo.com.

Breslavskyy Vyacheslav Oleksandrovych – postgraduate student of radio technologies department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel. +380(99)9352392. E-mail: port@ukr.net.

Hryshchenko Lyudmyla Mykolaivna – postgraduate student of radio technologies department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel. +380(93)6726540. E-mail: mila_1956@mail.ru.

Дата надходження в редакцію: 16.01.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. М. М. Климаш

СПОСІБ РЕАЛІЗАЦІЇ ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНОГО МЕТОДУ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ОБ'ЄКТУ ЛОКАЦІЇ

Parkhomey I. R., Korshun N. V. The way for implementing interferometric method for determining the parameters of the object location. At the present stage of development of the electronics and the tendency to complicate electromagnetic situation, the role of radio monitoring as a tool to ensure its control. Among the main tasks of the central place occupies radio monitoring direction finding radio sources, the most accurate determination of their coordinates on a scale close to real time. These cases include intentional interference from different points in space with certain radio-electronic means. These explains the relevance of search and research the most effective algorithms of information processing for radio monitoring systems. To this end, this paper presents the results of the experiment on which offer the most effective method of radio direction finding systems for radio monitoring. The same conditions of the experiment and analysis of the results dependencies direction finding techniques studied show significant advantage Berg's linear prediction algorithm in comparison with other methods studied.

Keywords: digital antenna array, the radiation source, interferometric method, spectral function, electronic radio equipment, direction finding

Пархомей І. Р., Коршун Н. В. Спосіб реалізації інтерферометричного методу визначення параметрів об'єкту локації. Розглянуті питання радіомоніторингу електромагнітної обстановки і пеленгації джерел радіовипромінювання, максимально точного визначення їх координат в масштабі часу близькому до реального. До таких випадків відносяться навмисні завади, що створюються з різних точок простору певними радіоелектронними засобами. У статті представлені результати проведеного експерименту, на основі яких запропонований найбільш ефективний метод пеленгації джерел радіовипромінювання для систем радіомоніторингу.

Ключові слова: цифрова антена решітка, джерело радіовипромінювання, інтерферометричний метод, спектральна функція, радіоелектронні засіб, пеленгація

Пархомей И. Р., Коршун Н. В. Способ реализации интерферометрического метода определения параметров объекта локации. Рассмотрены вопросы радиомониторинга электромагнитной обстановки и пеленгация источников радиоизлучения, максимально точного определение их координат в масштабе времени близкому к реальному. К таким случаям относятся умышленные помехи, создаваемые с разных точек пространства определенными радиоэлектронными средствами. В статье представлены результаты проведенного эксперимента, на основе которых предложен наиболее эффективный метод пеленгации источников радиоизлучения для систем радиомониторинга.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, источник радиоизлучения, интерферометрический метод, спектральная функция, радиоэлектронное средство, пеленгация

1. Вступ і постановка задачі

Аналіз сучасного науково-методичного апарату формування та обробки радіолокаційної інформації дозволяє стверджувати, що основною проблемою реалізації інтерферометричного режиму в радіолокаційних системах із синтезованою апертурою є усунення впливу рослинності на земній поверхні, яка значно спотворює характеристики рельєфу. Вирішення задачі можливе за рахунок використання багатопозиційних РСА, до яких відносяться системи радіобачення (СРБ) з дистанційним пілотуванням радіокерованих носіїв бортових засобів локації, відстань між якими може змінюватися в залежності від тактичної задачі системи

Відомо [1], що данні для формування радіолокаційного зображення (РЛЗ) у звичайному режимі РСА одержують у вигляді розподілу ефективної площі розсіювання (ЕПР) об'єкта в координатах "затримка – доплерівська частота". Далі, вважається, що земна поверхня є площиною та перераховуються координати відповідно в "дальність – азимут". Рельєф місцевості спотворює масштаб РЛЗ в районі значних змін висоти поверхні. При малих змінах висоти ці викривлення невеликі, що не дозволяє визначити їхні характеристики по викривленнях масштабу. Зниження впливу рослинності досягається переходом у довгохвильові діапазони роботи радіолокаційних систем із синтезованою апертурою (РСА).

Однак для одержання такої ж точності, як у сантиметровому діапазоні, потрібне збільшення бази інтерферометра пропорційно збільшенню довжини хвилі [1-10].

Мета і задачі дослідження – розв’язання комплексу науково-технічних питань, пов’язаних з реалізацією інтерферометричного методу виміру висоти об’єктів спостереження в системах радіобачення з багатопозиційним прийомом інформації. Об’єктом дослідження є сучасні радіоелектронні засоби вимірювання параметрів об’єкту.

2. Визначення параметрів об’єкту

Висоту окремих зосереджених об’єктів можна визначити за їхніми радіолокаційними тіннями. Довжина тіні при малих кутах візування φ_H дорівнює

$$l_\tau = h / \varphi_H.$$

Однак комбінація плоскої поверхні з малими кутами візування зустрічається на практиці рідко. У той же час інформація про рельєф місцевості, в тому числі про малі зміни висоти поверхні, є важливою як для складання цифрових карт місцевості, так і для розвідки ряду об’єктів [2, 3]. Структурна схема визначеної системи наведена в роботі [11].

Для одержання інформації про зміну висоти поверхні об’єктів в системах радіобачення (СРБ) використовують інтерферометричний метод, при якому вимірюється кут місця кожного елемента розділення за дальністю й азимутом за допомогою спеціальної цифрової антенної решітки – інтерферометра [4, 5].

При використанні звичайної антени точність виміру кута місця φ визначається шириною діаграми спрямованості (ДС) антени в кутомісцевій площині при роботі на приймання й передачу Φ_0 та відношенням сигнал/шум q :

$$\sigma_\varphi = \frac{\Phi_0}{\sqrt{q}}.$$

Висота рельєфу h визначається кутом φ , вимірюваним антеною (Рис. 1):

$$h = \frac{\varphi R_H}{\cos \varphi_H}$$

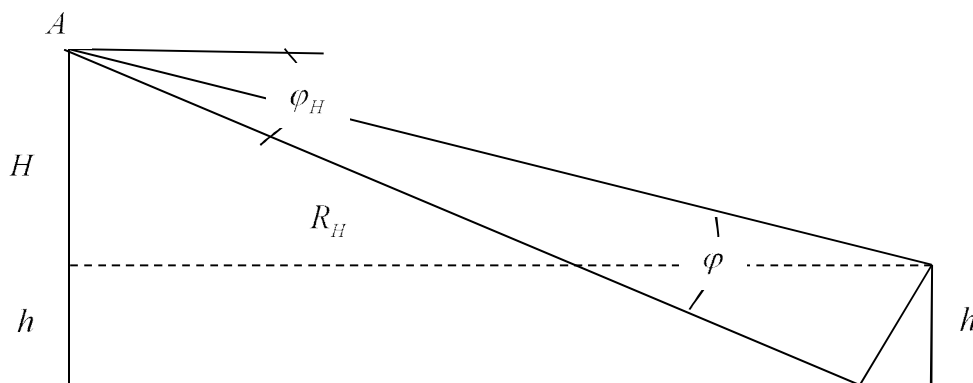


Рис. 1. Система координат при вимірі рельєфу місцевості

Точність виміру висоти рельєфу в цьому випадку дорівнює

$$\sigma_H = \frac{\sigma_\varphi R_H}{\cos \varphi_H} = \frac{\Phi_0 R_H}{\sqrt{q} \cos \varphi_H}.$$

3. Обґрунтування структури системи радіобачення

Структура СРБ з дистанційним пілотуванням носіїв бортових засобів локації дозволяє синтезувати інтерферометр із необхідною для отримання якісного зображення базою. Синтезований інтерферометр формує в кутомісцевій площині багатопроменеву ДС (Рис. 2), при цьому ширина кожного променя визначається базою інтерферометра d_I в певний момент часу спостереження, а число променів – шириною ДС окремої антени бортового радіолокаційного засобу (БРЛЗ).

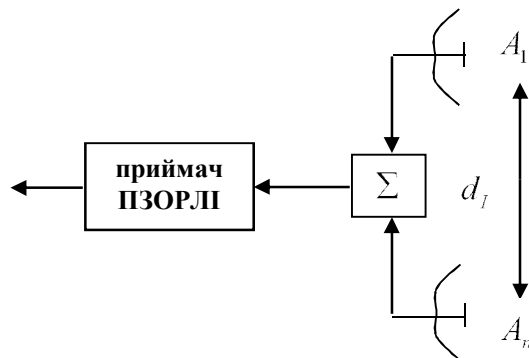


Рис. 2. Структура інтерферометричної РСА

Сигнали, прийняті відповідно першою й n -ою антенами БРЛЗ, дорівнюють:

$$u_1 = A \sin \omega t, \quad u_2 = A \sin(\omega t + \psi).$$

Сумарний сигнал детектора на виході приймача пункту збору та обробки радіолокаційної інформації (ПЗОРЛІ)

$$u_{\Sigma} = 2A \cos(\psi / 2).$$

Фаза сигналу інтерферометра залежить від кута приходу хвилі φ :

$$\psi = \frac{2\pi d_I}{\lambda} \sin \varphi.$$

Вимірюючи фазу ψ , можна визначити кут φ . Для малих кутів φ , коли $\sin \varphi = \varphi$, кут у центральному промені

$$\varphi = \frac{\lambda \psi}{2\pi d_I}.$$

Точність виміру висоти h РСБ синтезованим інтерферометром визначається точністю виміру фази $\sigma_{\psi} = 1/\sqrt{q}$:

$$\sigma_h = \frac{\lambda R_H}{2\pi \sqrt{q} d_I \cos \varphi_H}.$$

Точність виміру РСБ інтерферометра може бути збільшена в два рази, якщо випромінювати сигнал по черзі з антен верхнього й нижнього БРЛЗ (відносно ПЗОРЛІ) (Рис. 2). Нулі сумарного сигналу (ДС) будуть повторюватися при фазах $\psi = \pi(2n+1)$, що відповідає кутам

$$\varphi_0 = \frac{\lambda}{2d_I}(2n+1),$$

де n – будь-яке ціле число.

В найпростішому інтерферометричному режимі РСА на зображенні місцевості в координатах “дальність – азимут” виводять лінії рівних кутів φ . Відстань між лініями характеризує зміна кута місця й відповідно висоти рельєфу місцевості. При вимірі висоти рельєфу використовують більш складні алгоритми [6-8].

При розташуванні бази інтерферометра в кутомірній площині під кутом φ_d фаза сигналу має вигляд:

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda}(R_H - r) = \frac{2\pi}{\lambda}(R_H - \sqrt{R_H^2 + d_I^2 + 2R_H d_I \sin \varphi}).$$

Кут φ звичайно малий і визначається наступною формулою (за результатами виміру фази ψ):

$$\varphi = \frac{\lambda^2 \psi^2}{8\pi^2 R_H d_I} - \frac{\lambda \psi}{2\pi d_I} - \frac{d_I}{2R_H}.$$

Відстань R_H визначається затримкою сигналу. Обчисливши кут φ і знаючи кут φ_d , визначається висота рельєфу:

$$h = H - R_H \cos(\varphi + \varphi_d).$$

Точність виміру висоти визначається точністю виміру всіх параметрів ($H, R_H, \varphi, \varphi_d$), що приводить до значних помилок.

У більшості завдань необхідна наявність інформації про зміну висоти (від одного елемента розділення до іншого) у межах невеликого кадру РЛЗ. Іноді такий режим називають диференціальним [9, 10, 12]. У цьому випадку середньоквадратичне відхилення (СКВ) виміру висоти рельєфу при постійній висоті польоту ДПЛА (H) визначається точністю виміру фази інтерферометричного сигналу й при $\varphi_d = \varphi_H - \pi/2$ має вигляд:

$$\sigma_h = \frac{\sigma_\varphi R_H}{\cos \varphi_d} = \sigma_\psi \frac{\lambda R_H}{2\pi d_I \cos \varphi_d} = \frac{\lambda R_H}{2\pi \sqrt{q} d_I \cos \varphi_d}.$$

Підвищення точності виміру висоти в СРБ досягається шляхом: коригування бази інтерферометра; збільшення відношення сигнал/шум у каналі виміру фази інтерферометричного сигналу; використання просторово-часового фільтра спостереження за фазою сигналу.

4. Висновки

1. Для одержання інформації про висоту рельєфу місцевості й об'єктів у визначеній СРБ потрібне введення додаткового каналу виміру кута місця кожного елемента розділення за дальністю й азимутом.

2. Структура визначеної СРБ дозволяє синтезувати інтерферометр із коригованою базою у визначені моменти часу. Фаза сигналу синтезованого інтерферометра несе інформацію про висоту рельєфу.

3. Для підвищення точності виміру висоти в визначених СРБ необхідне збільшення відношення сигнал/шум в елементі розділення та використання оптимальних методів виміру фази сигналу синтезованого інтерферометра.

Література

1. Рембовский А. М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А. М. Рембовский, А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин ; под ред. А.М. Рембовского. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2006. – 492 с.
2. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках / М. В. Ратынский. – Москва : Радио и связь, 2003. – 200 с.
3. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл-мл. ; пер.с англ. – Москва : Мир, 1990. —584 с.

4. Дрогалін В. В. Алгоритми оцінювання кутових координат джерел випромінювання, засновані на методах спектрального аналізу В. В. Дрогалін, В. І. Меркулов, В. А. Радзивілов // Успіхи сучасної радіоелектроніки. – 1998. – №2. – С. 3-17.
5. Джонсон Д. Х. Застосування методів спектрального оцінювання до завдань визначення кутових координат джерел випромінювання / Д. Х. Джонсон // ТИИЕР. – 1982. – Т.70, №9.
6. Добырін В. В. Ефективність застосування суперроздільних спектральних оцінок в бортових куломерних фазованих антенних решітках / В. В. Добырін, А. В. Немов // Радіотехніка. – 1999. – №9. – С. 65-67.
7. Гершман А. Б. Адаптивне роздільне некорреливаних джерел по координаті. / А. Б. Гершман, А. Т. Ермолаєв, А. Г. Флакман // Изв. вузів. Радіофізика. – 1988. – №8. – С. 941-946.
8. Леховицький Д. І. Різновидності суперроздільних аналізаторів просторово-часового спектра випадкових сигналів на основі об'єднуючих адаптивних решітчатих фільтрів / Д. І. Леховицький, Д. В. Атаманський, І. Г. Кириллов // Антенні. – 2000. – №2. – С. 40-54.
9. Бондарчук А. П. Розрахунок максимальних значень інтенсивності потоків даних між окремими вузлами інфокомунікаційної мережі / А. П. Бондарчук // Сучасний захист інформації. – 2015. – № 2. – С. 89-92.
10. Мюньє Ж. Просторовий аналіз в пасивних локаційних системах з допомогою адаптивних методів / Ж. Мюньє, Ж. Ю. Деліль // ТИИЕР – 1987. – Т. 75, № 11. – С. 21-37.
11. Дружинін В. А. Багатокритеріальна самоорганізація нейророздільних систем класифікації об'єктів спостереження в комплексах радіолокаційного моніторингу зі змінною просторовою конфігурацією / В. А. Дружинін // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2014. – №5(33). – С. 13-19.
12. Коробков М. А. Корреляційні методи пеленгування джерел випромінювання / М. А. Коробков // Молодой ученый. – 2014. – №13. – С. 55-58.

Автори статті

Пархомей Ігор Ростиславович – доктор технічних наук, доцент, завідувач кафедри радіомоніторингу та радіочастотного менеджменту, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел.: +380 (66) 995 20 12. E-mail: i_parhomey@ukr.net.

Коршун Наталія Володимирівна – кандидат технічних наук, декан факультету телекомунікацій, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел. +380 (93) 603 90 64. E-mail: natalie_korshun@ukr.net.

Authors of the article

Parkhomey Ihor Rostyslavovych – sciences doctor (technic), chief of radiomonitring and radio frequency management department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel.: +380 (66) 995 20 12. E-mail: i_parhomey@ukr.net.

Korshun Nataliya Volodymyrivna – candidate of sciences (technical), dean of telecommunications faculty, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel.: +380 (93) 603 90 64. E-mail: natalie_korshun@ukr.net.

Дата надходження в редакцію: 17.11.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Дружинін В. А.

УДК 004.75

Вишнівський В. В., докт. техн. наук; Гніденко М. П., канд. техн. наук;
Ільїн О. О., канд. техн. наук

СУЧАСНИЙ ПІДХІД ДО ІНФОРМАТИЗАЦІЇ НАВЧАЛЬНОГО ПРОЦЕСУ

Vyshnivskyy V.V., Hnidenko M.P., Ilin O.O. Modern approach to the informatization of the educational process. This paper proposes an approach to the informatization of educational process at the university. The basis of this approach is presenting the object of informatization in terms of the categories of didactics. Informatization of each category allows using a variety of information systems that cover the entire educational process. For these purposes are offered to use the commercial and open-source specialized information systems. The automated control system of the educational process is a mechanism of their integration into a single information environment. The results show that the pedagogical process can be algorithmic and computerized due to the system principles of using the technologies and information resources of the university. It raises the efficiency of delivering information on the state of academic processes to the students, teachers and others. And also the real-time monitoring of the student learning success can be realized.

Keywords: informatization, information environment, automated control system of the educational process

Вишнівський В. В., Гніденко М. П., Ільїн О. О. Сучасний підхід до інформатизації навчального процесу. Запропонований у статті підхід до інформатизації навчального процесу полягає у розгляді діяльності об'єкта інформатизації у відповідності до принципів дидактики. Інформатизація кожного з них дозволяє застосовувати різні інформаційні системи, які цілісно охоплюють весь навчальний процес. Для інформатизації пропонується використовувати спеціалізовані інформаційні системи, комерційні та з відкритим кодом. Механізмом інтеграції їх у єдине інформаційне середовище виступає автоматизована система управління навчальним процесом.

Ключові слова: інформатизація навчального процесу, інформаційне середовище, автоматизована система управління, педагогічний процес

Вишневский В. В., Гниденко Н. П., Ильин О. А. Современный подход к информатизации учебного процесса. Предложенный в статье подход к информатизации учебного процесса состоит в представлении объекта информатизации в соответствии с принципами дидактики. Информатизации каждого из них позволяет применять информационные системы, которые целостно охватывают весь учебный процесс. Для информатизации предлагается использовать специализированные информационные системы, коммерческие и с открытым кодом. Механизмом интеграции их в единую информационную среду выступает автоматизированная система управления учебным процессом.

Ключевые слова: информатизация учебного процесса, информационная среда, автоматизированная система управления, педагогический процесс

1. Вступ

Інформатизація у вищому навчальному закладі (ВНЗ) є складовою загального тренду інформатизації в Україні. Особливу увагу викликає проблема інформатизації навчального процесу, бо саме надання освітніх послуг є основною метою діяльності університету. Також ряд вимог до інформатизації діяльності ВНЗ висувуються і зі сторони Міністерства освіти та науки України [1]. Звісно, діяльність ВНЗ включає і елементи фінансово-господарської діяльності, управління персоналом, електронний документообіг тощо. Всі ці напрями певним чином пов'язані: на рівні *інформаційних процесів* – завдяки існуванню облікових записів на кожного працівника та студента, процеси документообігу тощо; на рівні *технологій* – завдяки застосуванню єдиної мережної інфраструктури, серверів та комп'ютерного обладнання, програмних рішень.

Особливої уваги заслуговують саме ті інформаційні системи, які безпосередньо пов'язані із педагогічними процесами, що становлять основу педагогічної технології навчання. У [2] наводиться визначення педагогічної технології: «Педагогічна технологія – це строго наукове проектування та відтворення в навчальній аудиторії гарантуючих успіх педагогічних процесів, проект певної педагогічної системи, яка реалізується на практиці». Це визначення

дає підстави стверджувати, що інформатизація навчальної діяльності ВНЗ може бути проведена повністю, за рахунок створення інтегрованого інформаційного середовища.

Існує достатньо багато публікацій, в яких розв'язується задача створення інформаційних систем, що утворюють окремі частини інформаційного навчального середовища. Але бракує інформації про те, як саме застосовувати ці системи у педагогічній практиці та як цілісно від початку до кінця охопити весь педагогічний процес на рівні цих систем.

Таким чином у статті розглядається актуальна задача, яка полягає у визначенні педагогічних задач, які можуть розв'язувати інформаційні системи, та розробці механізму інтеграції цих інформаційних систем в єдине інформаційне середовище.

2. Інструментальна база інформаційного навчального простору.

Інформатизація освіти передбачає впровадження в педагогічну практику методів та засобів збору, обробки, передачі та зберігання інформації на базі комп'ютерної техніки та засобів комунікації, а також педагогічних технологій, основаних на цих засобах, з метою створення умов для перебудови пізнавальної діяльності та підсилення інтелектуальних можливостей студентів [3]. Сукупність комп'ютерної техніки та програмного забезпечення, засобів комунікації, дозволяє створити інформаційне середовище, яке охоплює діяльність всіх підрозділів університету (Рис. 1).

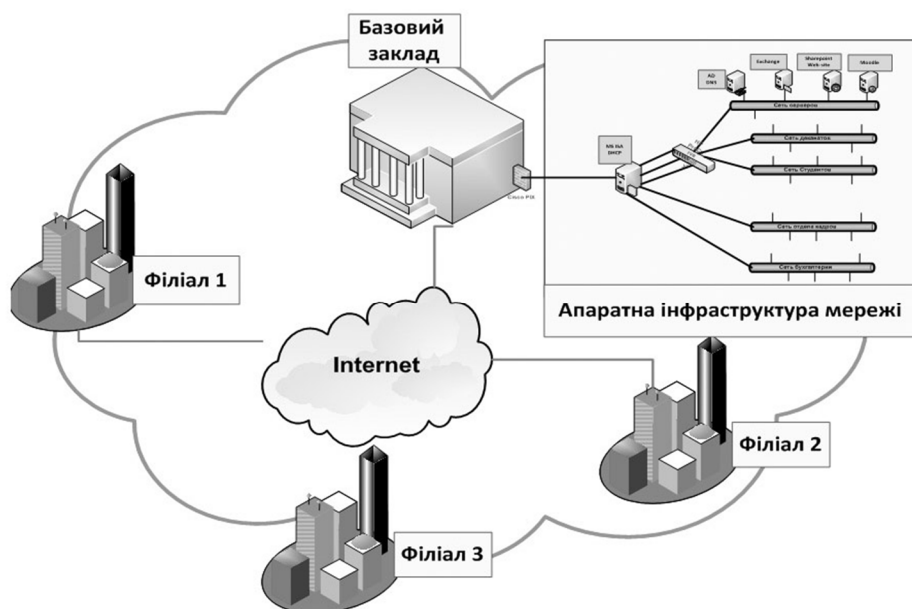


Рис. 1. Мережева структура інформаційного середовища

Інформаційне середовище складається з інформації у вигляді інформаційних ресурсів, яку можна отримати за допомогою інформаційних сервісів. Об'єктами отримання інформації у розв'язанні задачі інформатизації ВНЗ виступають абітурієнти, студенти та педагоги. Тому інтеграція до такого середовища інформаційних технологій навчання та відповідної системи управління дозволяє створити інформаційний навчальний простір (Рис. 2).

Апаратна інфраструктура корпоративної мережі університету надає ряд сервісів, на основі яких можна створювати інформаційні ресурси різного призначення та забезпечувати доступ до них з комп'ютерів та мобільних пристроїв, підключених до мережі Інтернет. Основними інформаційними ресурсами є:

- ✓ автоматизована система управління (АСУ) навчальним процесом;
- ✓ портал АСУ навчальним процесом;
- ✓ офіційний веб-сайт університету;
- ✓ платформа онлайн навчання;
- ✓ електронні бібліотеки.



Рис.2. Структура інформаційного навчального простору

Роботу системи управління навчальним середовищем забезпечує АСУ навчальним процесом [4]. Вона виступає в якості центрального сховища даних, пов'язаних із усіма аспектами навчання в університеті. АСУ має модульну структуру. Модулі дозволяють автоматизувати діяльність навчального відділу, деканату, приймальної комісії, кафедри та забезпечує зв'язок з іншими інформаційними системами.

Офіційний веб-сайт університету та портал АСУ – це інформаційні ресурси, на яких публікується інформація про діяльність університету, стан навчального процесу, розклади занять тощо. Ці ресурси виступають точками доступу до офіційної інформації, призначеної для публічного перегляду, однак мають і закриті для публічного перегляду розділи, доступ до яких можливий після авторизації.

Платформа онлайн навчання працює на основі рішення з відкритим програмним кодом LMS Moodle [5]. Цей ресурс є платформою для електронного та дистанційного навчання в мережі Інтернет, базовим сховищем всіх навчальних матеріалів в електронному вигляді, авторами яких є викладачі. Функціональні можливості сайту онлайн навчання дозволяють зберігати та відтворювати інформацію у текстовому, аудіо та відео форматах, створювати навчально-методичні комплекси дисциплін, реалізувати алгоритмізоване, індивідуальне (дистанційне та онлайн в тому числі) навчання, проводити відео-конференції тощо.

Електронні бібліотеки представляють собою інформаційні ресурси, пов'язані із створенням автоматизованої бібліотечної інформаційної системи, електронного бібліотечного каталогу, архіви періодичних видань, цифрових сховищ даних тощо.

3. Структура педагогічного процесу

Педагогічний процес в університеті будується на основі педагогічної технології, яка складається з набору технологічних процедур, що забезпечують систематичне та послідовне втілення на практиці раніше спроектованого навчально-виховного процесу. Педагогічний процес будується за визначеним в університеті алгоритмом навчання, який являє собою систему точно визначених положень про способи реалізації процесу навчання, які забезпечують досягнення встановлених цілей [3]. Алгоритм навчання визначає послідовність застосування елементів педагогічної технології. Тому такий педагогічний процес може бути інформатизований повністю.

Педагогіка є сукупністю теоретичних і практичних наук, які вивчають виховання, освіту і навчання шляхом цілеспрямованої, спеціально організованої системи дій та впливів. Зрозуміло, що ці цілеспрямовані та організовані системи дій та впливів за допомогою інформатизації підсилюються та надають педагогіці нових якостей.

Однією із базових складових педагогіки є дидактика. Дидактика спрямована на вивчення і розкриття теоретичних основ організації процесу навчання (закономірностей, принципів, методів, форм навчання), а також на пошук і розроблення нових принципів, стратегій, методик, технологій і систем навчання. Дидактика складається із базових категорій: навчання, викладання, учіння. Виходячи з цього, задача інформатизації педагогічного процесу розбивається на інформатизацію цих категорій.

3.1. Інформатизація навчання. Категорія дидактики «навчання» є способом організації освітнього процесу. Навчання позначає зовнішню сторону організації навчального процесу, яка пов'язана з кількістю студентів, часом і місцем навчання, а також порядком його здійснення. Для цього використовуються графік навчального процесу, навчальні плани, розклади занять тощо. Тому для інформатизації використовується комплекс інформаційних ресурсів та технологій:

- ✓ АСУ навчальним процесом (навчальний модуль АСУ);
- ✓ веб-портал АСУ;
- ✓ локальні інформаційні термінали, мобільні пристрої (ноутбуки, смартфони тощо);
- ✓ офіційний веб-сайт університету;
- ✓ системи внутрішнього електронного документообігу;
- ✓ мережа Інтернет.

Головним елементом комплексу є навчальний модуль АСУ, який містить інформацію про спеціальності навчання, навчальні плани усіх академічних груп та років навчання, індивідуальні траєкторії навчання студентів тощо. Такий підхід дозволяє у режимі реального часу розраховувати навантаження викладачів та кафедр, автоматично складати розклади занять тощо. Для доведення цієї інформації до викладачів та студентів використовується інформаційний ресурс «веб-портал АСУ». Публікація оновленої інформації стосовно розкладів занять студентів та викладачів, зміни у навантаженні та інше відбувається автоматично, у режимі реального часу. Доступ до порталу можливий з будь-якого комп'ютера або мобільного пристрою, які підключені до корпоративної мережі або Інтернет.

Портал АСУ надає сервіс публічного перегляду інформації з АСУ, що стосується усіх користувачів мережі Інтернет, без обмежень. Сервіс персонального кабінету, що потребує додаткової авторизації, дозволяє отримувати вибірккову інформацію, яка стосується індивідуальної персони. До такої інформації відносяться успішність навчання студента, власний розклад занять, власне навантаження викладача, персональні повідомлення тощо.

Окрім того інформація відображається на стаціонарних інформаційних сенсорних терміналах, на мобільних пристроях з ОС Android через спеціальний додаток.

3.2. Інформатизація викладання. Категорія дидактики «викладання» визначає діяльність науково-педагогічних працівників, що складається з передавання інформації від викладача до студента та навпаки (комунікація), організації навчально-пізнавальної діяльності студентів, наданні допомоги в разі труднощів у процесі навчання, стимулюванні інтересу (мотивація), самостійності й творчості студентів, оцінюванні навчальних досягнень студентів. Цей принцип інформатизується за допомогою наступного комплексу:

- ✓ АСУ навчальним процесом (навчальний модуль, модуль деканат);
- ✓ платформа онлайн навчання;
- ✓ електронний каталог бібліотеки та цифрове сховище навчально-методичних матеріалів;
- ✓ електронні дошки, мультимедіа-проектори, система відеоконференцій;
- ✓ мережа Інтернет, офіційний веб-сайт університету.

Головним елементом виступає АСУ у складі модуля «навчальний» та модуля «деканат». Інформація, що міститься у довідниках цих модулів АСУ, а саме – дані про викладачів та студентів, про дисципліни, закріплення викладачів за дисциплінами, розбиття студентів на групи та інше, передається до платформи онлайн навчання. На платформі онлайн навчання

для кожного викладача створюються електронні курси, що відповідають дисциплінам, які він викладає. Структура електронної дисципліни будується за типовою формою та містить розроблений викладачем учбово-методичний комплекс, у якому розташовані навчальні елементи – електронні лекції, практичні та лабораторні заняття, тести контрольних заходів та тести для самоперевірки, додаткові елементи. Крім того, кожний навчальний елемент має своє наповнення: лекція містить план лекції, текст лекції, слайди, відеозапис лекцій, гіперпосилання на інші інформаційні ресурси, підібрані викладачем. Тест самоперевірки містить тестові завдання та можливість проходити такий тест кілька разів, тест контрольного заходу містить тестові завдання, що відносяться до вивченої теми та має обмеження на кількість повторних здач. Також, певні навчальні елементи дозволяють організовувати алгоритмізовану подачу матеріалу, що дозволяє реалізовувати програмоване навчання. Така дисципліна повинна забезпечити формування у студента раціональних прийомів пізнавальної діяльності. Вона повинна не тільки надавати студенту інформацію, але і служити інформаційним середовищем, в яке занурюється студент, моделлю, на якій він перевіряє власні рішення навчальних задач, засобом оцінки його знань, навігатором в інформаційному океані інших інформаційних мереж (інтернет тощо) [6].

Таким чином, можливості платформи онлайн навчання в значній мірі дозволяють реалізувати основні принципи навчання, до яких відносять [7]: принцип наочності, принцип свідомості та активності, принцип доступності, принцип науковості, принцип систематичності та послідовності, принцип міцності в оволодінні знаннями, вміннями та навичками, принцип зв'язку теорії з практикою. Ці принципи потребують подальшого осмислення для реалізації в електронному навчанні.

Наявність розробленого учбово-методичного комплексу в електронному вигляді та доступ до цього ресурсу з будь-якого терміналу, підключеного до мережі Інтернет, надає можливості викладачу завжди бути готовим до заняття. Забезпечення лекційних аудиторій комп'ютерами, електронними дошками та мультимедіа проекторами дозволяє застосовувати ресурси платформи онлайн навчання безпосередньо під час заняття.

Важливим елементом інформатизації викладання є можливість здійснення незалежного оцінювання знань студентами у формі тестування. Після кожного модуля викладач проводить тестування для виявлення якості засвоєного матеріалу. В подальшому результати тестуванню переносяться до електронної відомості на порталі АСУ. Під час формування відомості в деканаті, декан може відслідковувати результати навчання на власному факультеті у різних розрізах: персональна успішність, за групою, факультетом, певним курсом, спеціальністю тощо. Є можливість порівнювати успішність навчання за різними факультетами або спеціальностями. Наявність такого інструменту, що працює в режимі реального часу, дозволяє ефективно використовувати систему контролю якості навчання. Моніторинг динаміки успішності навчання дозволяє заздалегідь відмічати негативні тенденції та завчасно приймати рішення, робити прогнози, завжди мати повну інформацію про навчальний процес і його результативність.

3.3. Інформатизація учіння. Категорія дидактики «учіння» описує діяльність студента під час навчального процесу. До складу учіння входить: засвоєння, закріплення і застосування знань, навичок і вмінь, мотивація до пошуку, розв'язання навчальних завдань, самооцінка навчальних досягнень, усвідомлення особового сенсу і соціальної значущості культурних цінностей і людського досвіду, процесів і явищ навколишньої дійсності. Інформатизація учіння реалізується за допомогою наступного комплексу інформаційних ресурсів та технологій:

- ✓ платформа онлайн навчання;
- ✓ АСУ навчальним процесом (модуль деканат);
- ✓ електронний каталог бібліотеки та цифрове сховище навчально-методичних матеріалів;
- ✓ мережа Інтернет, офіційний веб-сайт університету.

Доступ до ресурсів платформа онлайн навчання вимагає авторизації, тому кожен студент має власний логін та пароль. Студент має доступ до дисциплін, які він вивчає у поточному семестрі. У електронній дисципліні студент має можливість оцінити обсяг та зміст матеріалу всього курсу ознайомившись із програмою, завжди мати план лекцій, текст лекцій, додаткові методичні рекомендації щодо вивчення курсу або виконання завдань. Матеріали навчальної дисципліни можуть бути доступні для ознайомлення одразу у повному обсязі. Є можливість допускати студента до ознайомлення із матеріалами тільки при виконанні певних умов – доступ до матеріалів поточного тижня навчання, або лекція вже прочитана, або тест контролюючого заходу успішно зданий. Ці налаштування залежать від творчого підходу викладача та технічно реалізуються у автоматичному режимі або налаштуванням власноруч. Через платформу онлайн навчання відбувається спілкування студента та викладача через форуми, чати або систему персональних повідомлень.

У платформі онлайн навчання та електронній бібліотеці навчання студент проходить підготовку за допомогою навчальних елементів електронної дисципліни: електронних лекцій та підручників, слайдів та відеозаписів лекцій, гіперпосилань на ресурси Інтернет, посилань на літературу, що може знаходитись у бібліотеці або в електронній бібліотеці, практичних завдань у формі віртуальних електронних лабораторій, тестів для самоперевірки. Таким чином, студент забезпечений учбово-методичним комплексом у повному обсязі.

Слід відзначити, що інформаційні ресурси платформа онлайн навчання в першу чергу призначені для забезпечення всім необхідним самостійну підготовку студента. Студент обов'язково відвідує лекції та інші заняття, завжди має очний контакт із викладачем. Платформа онлайн-навчання разом із іншими інформаційними ресурсами створюють інформаційне середовище, в яке занурюється студент, формують траєкторію вивчення дисциплін, візуалізує її. Додаткові матеріали, ретельно підібрані викладачем, дозволяють керувати інтересом студента до вивчення дисциплін. Тому їх наявність, наочність та актуальність є важливим елементом впливу на мотивацію студента, інтересу до навчання. Корисними є спеціально підібрані гіперпосилання на інформаційні ресурси мережі Інтернет та поради із пошуку інформації, що стосується змісту дисципліни. Сьогодні, коли Інтернет використовується в багатьох сферах життя людини, важливим є розумне ставлення до його інформаційних ресурсів. В багатьох випадках інформація може бути або не достовірною, або поверхневою, або виявляти однобічне ставлення до тієї або іншої проблеми.

Для студента мотивуючим фактором становиться той факт, що фіксується та контролюється кількість та тривалість відвідувань інформаційних ресурсів, час роботи над матеріалами, результати пробного тестування, які викладач може врахувати під час оцінювання. Окрім цього, студент може користуватись інформаційно-довідковою бібліотечною системою. По посиланням на окремі підручники, або по контекстним посиланням, студент може знайти підручник, який є в звичайній бібліотеці, ознайомитись із змістом та анотацією та взяти на руки. Це полегшує пошук літератури за назвою, автором, замість користування паперовим каталогом.

Таким чином, інформатизація категорії "учіння" дозволяє організувати самостійну роботу студента. Весь процес учіння студента становиться впорядкованим та спланованим, мотивованим, відомі його результати. Студент забезпечений усіма необхідними інформаційними ресурсами, якими володіє університет.

4. Висновки

Таким чином, поставлена у статті задача інформатизації навчального процесу у вищому навчальному закладі розв'язується за наявності обчислювальних та інформаційних ресурсів, комп'ютеризованих аудиторій, комп'ютерного залу для самостійної роботи студентів, електронної бібліотеки тощо. Але проста наявність зазначених засобів не вирішує задачі інформатизації. Додатково необхідний потужний комплекс інформаційних систем, який може складатись із програмних продуктів різних виробників, комерційних або безкоштовних (open-source), об'єднаних у єдину інформаційну інфраструктуру. Для перетворення її в

навчальне інформаційне середовище необхідна система управління навчальним процесом, творча робота викладачів, які мають високий рівень підготовки щодо застосування сучасних інформаційних технологій.

Результати інформатизації, описані у роботі, свідчать про те, що педагогічний процес піддається як алгоритмізації, так і інформатизації, завдяки використанню технічних та інформаційних ресурсів, якими володіє університет, системним принципам їх використання. Як результат – зменшення долі паперових документів в усьому обсязі документообігу, підвищення оперативності внесення змін у навчальний процес та оперативності донесення інформації про стан навчального процесу до студентів, викладачів та пов'язаних осіб, контроль про стан успішності навчання студентів у режимі реального часу, створення інформаційного навчального простору для взаємодії "викладач-студент" з можливістю регульованого впливу на мотивацію навчання.

Необхідне усвідомлення того, що інформатизація навчального процесу навчального закладу – це не зовнішній фактор навчального процесу, проста наявність технічних засобів навчання. Інформатизація має бути внутрішнім фактором, виступати як новий педагогічний процес в умовах інформатизації.

Література

1. Закон України «Про вищу освіту» [Електронний ресурс] // – Режим доступу: <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/1556-18> (09.12.2015)
2. Бабко Г. И. Модульные технологии обучения: теория и практика проектирования / Г. И. Бабко. – Минск : РИВШ, 2010.
3. Ширшов Е. В. Организация учебной деятельности в вузе на основе информационно-коммуникационных технологий / Е. В. Ширшов, Е. В. Ефремов. – Москва : Университетская книга, 2006. – 272 с.
4. Программный комплекс «Автоматизированная система управления учебным заведением» [Електронний ресурс] // – Режим доступу: <http://www.mkr.org.ua> (10.12.2015)
5. The Moodle Project [Електронний ресурс] // – Режим доступу: <http://www.moodle.org> (10.12.2015)
6. Журавлева О. Б. Управление интернет-обучением в высшей школе / О. Б. Журавлева, Б. И. Крук, Е. Г. Соломина. – Москва: Горячая линия-Телеком, 2007. – 224 с.
7. Коменский Я. А. Избранные педагогические сочинения : В 2 т. / Я. А. Коменский ; под ред. А. И. Пискунова. – Москва: Педагогика, 1982. – Т.1. – 656 с.; Т.2. – 576 с.

Автори статті

Вишнівський Віктор Вікторович – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри інформаційних технологій, Державний університет телекомунікацій, Київ. Тел. +380 (44) 249 25 64. E-mail: vish_vv@ukr.net.

Гніденко Микола Петрович – кандидат технічних наук, професор, професор кафедри інформаційних технологій, Державний університет телекомунікацій, Київ. Тел. +380 (44) 249 25 64. E-mail: uot_gmp@duikt.edu.ua.

Ільїн Олег Олександрович – кандидат технічних наук, доцент, докторант кафедри інформаційних технологій, Державний університет телекомунікацій, Київ. Тел. +380 (44) 249 25 64. E-mail: oleg.ilin.ua@gmail.com.

Authors of the article

Vyshnivskyy Victor Victorovich – sciences doctor (technic), professor, chief of information technologies department, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine. Tel. +380 (44) 249 25 64. E-mail: vish_vv@ukr.net.

Hnidenko Mykola Petrovych – candidate of science (technic), professor of information technologies department, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine. Tel. +380 (44) 249 25 64. E-mail: uot_gmp@duikt.edu.ua.

Ilin Oleh Oleksandrovyich – candidate of science (technic), assistant professor, doctoral student of information technologies department, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine. Tel. +380 (44) 249 25 64. E-mail: oleg.ilin.ua@gmail.com.

Дата надходження в редакцію: 16.12.2015 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Б. Ю. Жураковський

УДК 621.316

Любчик В. Р., докт. техн. наук; Сенчишина Ю. В., аспірант;
Троцишин І. В., докт. техн. наук; Розорінов Г. М., докт. техн. наук

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПЕРІОДИЧНОГО СИГНАЛУ З ПРЯМОКУТНИМ СПЕКТРОМ І МІНІМАЛЬНИМ ПІК-ФАКТОРОМ

Lyubchik V. R., Senchyshyna Yu. V., Trotsyshyn I. V., Rozorinov H. M. Mathematical model of a periodic signal with a rectangular spectrum and minimum crest-factor. The method of finding of mathematical model of radio signal with rectangular spectral envelope and minimum crest-factor got further development. A method consists in the successive finding of values of initial phases of harmonic signals along the line of minimums of crest-factors, here the first signal is a reference signal. A method allows to find the great number of initial phases for the arbitrary number of harmonic constituents. A mathematical model can be utilized for the synthesis of telecommunication signals, for the tasks of radio probing, measuring of parameters, and others like that.

Keywords: harmonics, rectangular spectrum, crest-factor, the initial phase, the radiosignal

Любчик В. Р., Сенчишина Ю. В., Троцишин І. В., Розорінов Г. М. Математична модель періодичного сигналу з прямокутним спектром і мінімальним пік-фактором. Дістав подальшого розвитку метод знаходження математичної моделі радіосигналу з прямокутною обвідною спектру та мінімальним пік-фактором. Метод полягає у послідовному знаходженні значень початкових фаз гармонічних сигналів вздовж лінії мінімумів пік-факторів, при цьому перший сигнал є опорним. Метод дозволяє знаходити множину початкових фаз для довільної кількості гармонічних складових. Математична модель може бути використана для синтезу телекомунікаційних сигналів, для задач радіозондування, вимірювання параметрів, тощо.

Ключові слова: гармоніка, прямокутний спектр, пік-фактор, початкова фаза, радіосигнал

Любчик В. Р., Сенчишина Ю. В., Троцишин И. В., Розорин Г. Н. Математическая модель периодического сигнала с прямоугольным спектром и минимальным пик-фактором. Получил дальнейшее развитие метод нахождения математической модели радиосигнала с прямоугольной огибающей спектра и минимальным пик-фактором. Метод заключается в последовательном нахождении значений начальных фаз гармонических сигналов вдоль линии минимумов пик-факторов, при этом первый сигнал является опорным. Метод позволяет находить множество начальных фаз для произвольного числа гармонических составляющих. Математическая модель может быть использована для синтеза телекоммуникационных сигналов, для задач радиозондирования, измерения параметров, и тому подобное.

Ключевые слова: гармоника, прямоугольный спектр, пик-фактор, начальная фаза, радиосигнал

1. Вступ та постановка задачі

Використання багаточастотного фазового методу вимірювання відстаней до багатьох об'єктів потребує проведення зондування гармонічними сигналами із деяким кроком по частоті в заданому діапазоні частот. Проте послідовне синтезування, зондування та вимірювання параметрів гармонічних сигналів призводить до значних витрат часу на проведення одного циклу вимірювань. Тоді як швидка зміна радіолокаційної обстановки або необхідність швидкого проведення вимірювань, потребують проведення паралельних вимірювань одночасно на усіх частотах. Для подолання вказаної проблеми доцільним є використання сигналів із прямокутною обвідною спектра.

2. Аналіз літературних даних

Відомі сигнали з прямокутним спектром, які є шумоподібними [1]. Проте, з точки зору вимірювання дальності об'єктів багаточастотним фазовим методом більш доцільним є знаходження аналітичного виразу сигналу з прямокутною обвідною амплітудного спектру із детермінованим розташуванням спектральних складових. Гармоніки такого сигналу повинні бути розташовані дискретно з певним кроком в діапазоні частот від 0 до ω_B . В загальному вигляді такий сигнал можна записати наступними виразами:

$$s(t) = \cos(\omega t) + \sum_{n=2}^N \cos(n\omega t + \phi_{in}) \quad (1)$$

$$s(t) = \cos(\omega t) + \sum_{n=2}^N \cos(n\omega t + \phi_{in}) \quad (2)$$

де ω – кутова частота, $\phi_{i1}, \phi_{i2}, \phi_{in}$ – зсув фаз відповідно другої, третьої та n -ї гармонічних складових сигналу $S(t)$.

3. Основна частина

Розглядаючи графік такого сигналу наприклад для п'яти гармонік, видно що такий сигнал має значний пік-фактор. Це суттєво обмежує енергетичні можливості сигналу, тому як максимум сигналу значно переважає середньоквадратичне значення. Для зменшення пік-фактору пропонується змінювати початкові фази кожної гармонійної складової [1-4].

Сигнал є сумою гармонічних складових, які мають власну частоту і початковий зсув фази. Здійснюючи послідовну зміну значень фазових зсувів $\phi_{i1}, \phi_{i2}, \dots, \phi_{in}$ гармонічних складових сигналу $s(t)$ з частотами $2\omega \dots n\omega$ за усіма значеннями з кроком $\Delta\phi$, ми можемо знайти із всього переліку сигналів, сигнали з прямокутним спектром і мінімальним пік – фактором. Із усієї сукупності значень пік-факторів обираємо найменше.

Розглянемо сигнал $S(t)$, який складається з 5-и гармонічних складових. Він має вигляд:

$$s(t) = \cos(\omega t) + \sum_{n=2}^5 \cos(n\omega t + \phi_{in}) \quad (3)$$

При зміні початкових фаз змінюється форма сигналу. На зміну пік-фактору впливає зміна фазового зсуву сигналу $s(t)$. При нульових значеннях фазових зсувів всіх гармонік сигналу $s(t)$ пік-фактор дорівнює 3.1579.

Графік сигналу $s(t)$ без зміни початкової фази гармонічних складових представлений на Рис. 1.

Якщо взяти той самий сигнал $s(t)$ і змінити початкові фази усіх гармонік на 90° , пік-фактор такого сигналу змінився з 3.1579 до 2.8289. Графік сигналу зі зміною початкової фази останньої гармонійної складової представлений на Рис. 2.

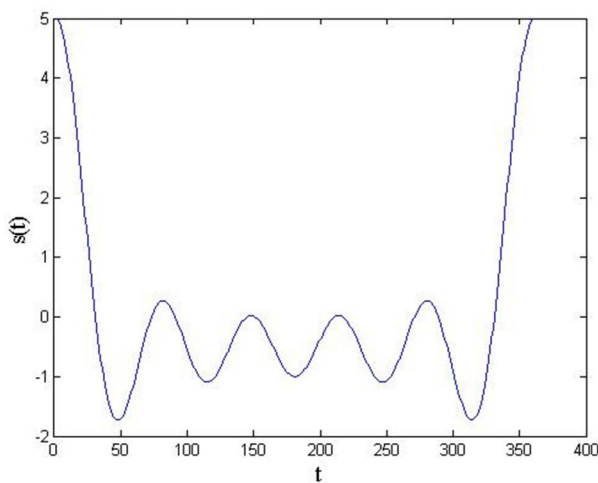


Рис. 1. Сигнал $s(t)$ без зміни початкової фази гармонік

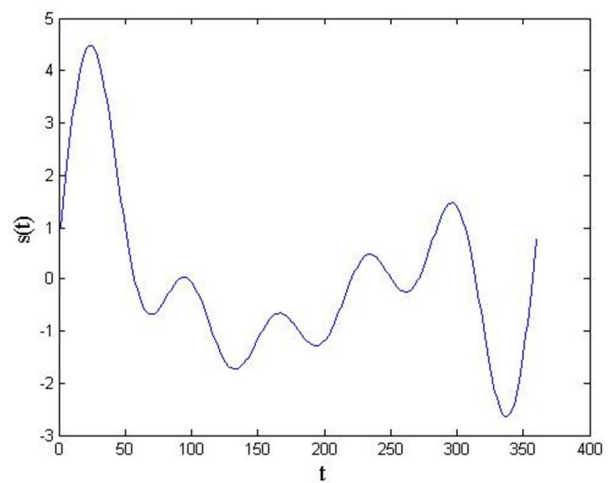


Рис. 2. Сигнал $s(t)$ з зміною початкової фази останньої гармоніки на 90°

Задачею дослідження полягає у знаходженні таких значень початкових фаз гармонічних складових сигналу $s(t)$, яке б давало мінімум значення пік-фактора суми гармонічних сигналів.

Для пошуку сигналу з прямокутним спектром і мінімальним пік-фактором спочатку розглянемо сигнал $s(t)$, який складається з двох гармонічних складових.

В загальному випадку формулу для визначення пік-фактора можна записати так [1, 2]:

$$pk_factor = \frac{\max S(t)}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T S^2(t) dt}}, \quad (4)$$

де T – період сигналу, $\max s(t)$ – максимальне значення функції $s(t)$.

Сигнал $S(t)$ для двох гармонічних складових записується наступним виразом:

$$s(t) = \cos(\omega t) + \cos(2\omega t + \phi_{i1}), \quad (5)$$

де ω – кутова частота, ϕ_{i1} – зсув фаз відносно другої гармонічної складової сигналу $s(t)$.

Скористаємось методом перебору усіх можливих значень пік-фактора і з них виберемо найменший. Для цього першу гармоніку фіксуємо і починаємо змінювати фазу другої гармоніки ϕ_{i1} з кроком 1.

Графік зміни пік-фактора при зміні фазового зсуву функції $S(t)$ для двох гармонічних складових сигналу $s(t)$ представлений на Рис. 3.

З рисунку видно, що при фазових зсувах 90° та 270° ми спостерігаємо два мінімуми пік-фактора. Значення пік фактору в цих точках дорівнює 1.7576.

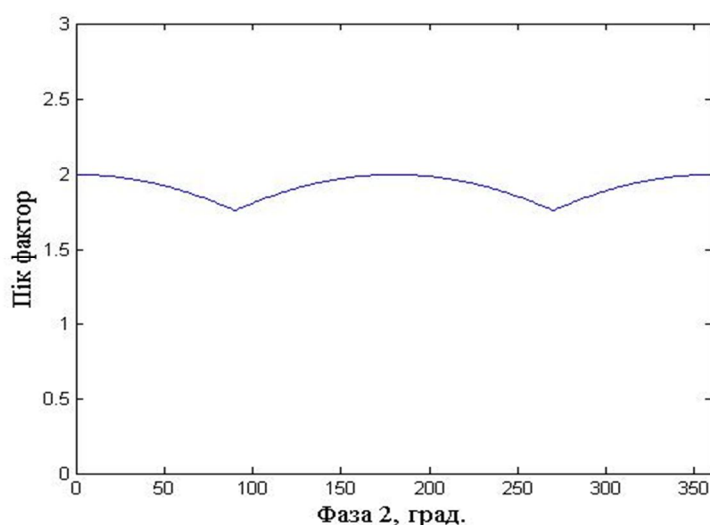


Рис. 3. Графік зміни пік-фактора при зміні фазового зсуву функції $s(t)$ для двох гармонічних складових

Розглянемо сигнал $s(t)$ який складається з трьох гармонічних складових. Такий сигнал записується у вигляді:

$$s(t) = \cos(\omega t) + \cos(2\omega t + \phi_{i1}) + \cos(3\omega t + \phi_{i2}), \quad (6)$$

де ϕ_{i1}, ϕ_{i2} – зсув фаз відповідно другої та третьої гармонічних складових сигналу $s(t)$.

При дослідженні сигналу $s(t)$, який складається з трьох гармонічних складових, зафіксуємо значення фазового зсуву другої гармоніки ϕ_{i1} і змінюємо фазовий зсув третьої гармоніки ϕ_{i2} з кроком 1° . Потім змінюємо фазу другої гармоніки і знову прокручуємо фазу

третьої гармоніки. Графік зміни пік-фактору сигналу $s(t)$ для трьох гармонічних складових представлений на Рис. 4.

Для пошуку значень фазових зсувів гармонічних складових, що відповідають мінімальному значенню пік-фактору сигналу $s(t)$ доцільно проводити роботу в автоматичному режимі за допомогою комп'ютерної програми, яка б працювала за алгоритмом повного перебору всіх значень фазових зсувів із заданим кроком. Такий алгоритм повинен в загальному складатись із встановлення початкових значень, якими є: початок діапазону, кінець діапазону, крок для зміни фазового зсуву гармонік сигналу $s(t)$. Алгоритм повинен мати декілька вкладених циклів, які відповідають кількості гармонік мінус одна, за фазовими зсувами яких буде відбуватись перебір. Останнім етапом алгоритму повинно бути знаходження мінімального пік-фактору сигналу $s(t)$ та запам'ятовування фазових зсувів, за яких пік-фактор був мінімальним.

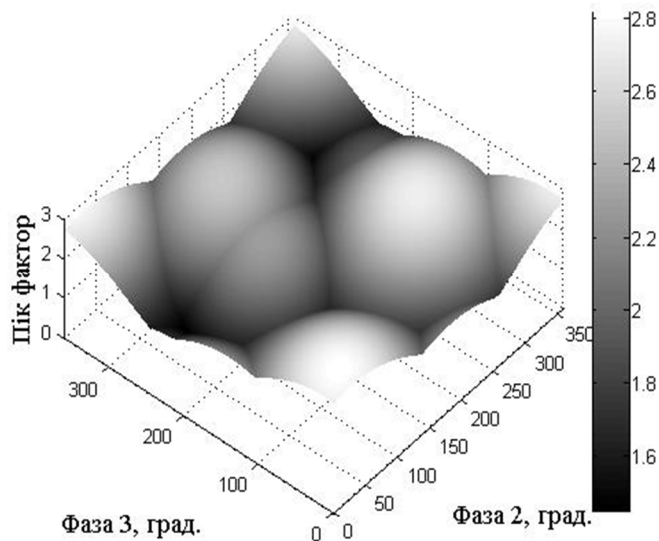


Рис. 4. Графік зміни пік-фактору при зміні фазового зсуву функції $s(t)$ для трьох гармонік

Алгоритм працює наступним чином. На початку алгоритму вводимо початкові значення, тобто діапазон, в якому будемо змінювати фазові зсуви сигналу $s(t)$. Наприклад, від 0 до π . Далі вводимо приріст по фазі (крок з який будуть змінюватись фазові зсуви сигналу $s(t)$).

Далі створюємо масив, в який будемо записувати значення пік-факторів сигналу $s(t)$. Починаємо заповнювати масив спочатку по одній координаті ϕ_{i1} , потім по другій – ϕ_{i2} . Ці цикли закінчуються з кінцевим значенням змінної l_2 . В циклі розраховуємо сигнал залежно від фазових зсувів, які задаються Z, i . Далі ми знаходимо максимальне значення сигналу $s(t)$. Потім знаходимо середньоквадратичне значення сигналу $s(t)$. Тоді знаходимо пік-фактор сигналу $s(t)$, як відношення максимального значення до середньоквадратичного. Далі записуємо значення пік-фактора в масив. Цикл повторюється доти, поки він не перебере всіх значень фазових зсувів ϕ_{i1}, ϕ_{i2} з заданим кроком. Далі виходимо з циклів для координати ϕ_{i1} та координати ϕ_{i2} .

Встановлено, що для сигналу $S(t)$ який складається з 3-х гармонічних складових, існує чотири точки, в яких пік-фактор мінімальний і складає 1,6173. Значення мінімумів пік-факторів зведені в Табл. 1.

Мінімуми пік-факторів сигналу $S(t)$, який складається з трьох гармонік Табл. 1

φ_{i2}°	φ_{i3}°	123,5°	236,5°
	16°	1,977	1,617
	164°	1,617	1,977
	196°	1,977	1,617
	344°	1,617	1,977

Не при всіх комбінаціях фазових зсувів спостерігається мінімальне значення пік-фактора сигналу. Так, для значень фазових зсувів $\varphi_{i2} = 16^\circ$, $\varphi_{i3} = 123,5^\circ$, $\varphi_{i2} = 164^\circ$, $\varphi_{i3} = 236,5^\circ$, $\varphi_{i2} = 196^\circ$, $\varphi_{i3} = 123,5^\circ$ та $\varphi_{i2} = 344^\circ$, $\varphi_{i3} = 236,5^\circ$ пік-фактор дорівнює 1,977. Розподіл пік-факторів на площині φ_{i2} , φ_{i3} представлено на Рис. 5.

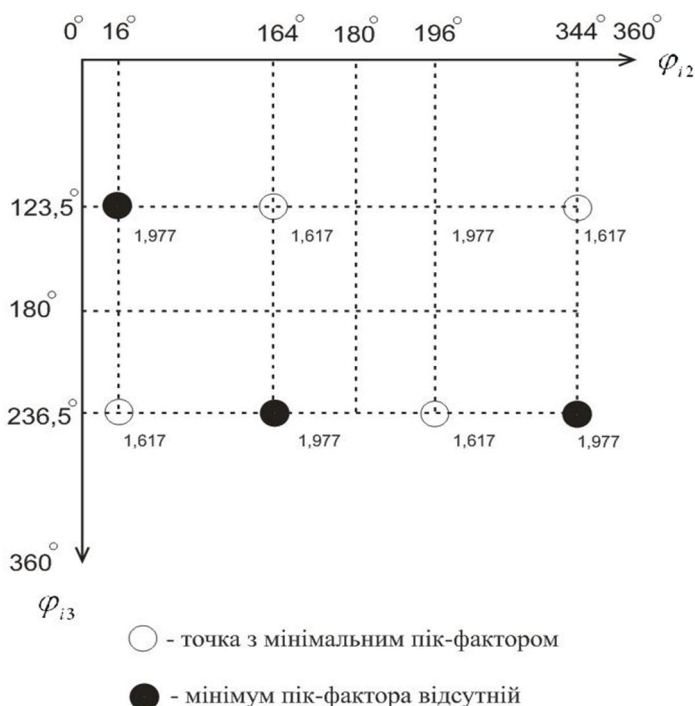


Рис. 5. Розподіл мінімальних значень пік-факторів на площині φ_{i2} , φ_{i3}

Мінімальні значення пік-факторів симетричні відносно точки з координатами $(180^\circ, 180^\circ)$.

Щоб переконатись, що ми дійсно знаходимося в мінімумі, було проведено дослідження з кроком 1° в околі точок, з мінімумами в яких пік-фактор мінімальний. В якості прикладу наведемо дві таблиці в околі точок з мінімальними пік-факторами (Табл. 2, Табл. 3.)

Мінімуми пік-факторів сигналу $S(t)$ з координатами

$\varphi_{i2} = 16^\circ$, $\varphi_{i3} = 236,5^\circ$ та $\varphi_{i2} = 196^\circ$, $\varphi_{i3} = 236,5^\circ$

Табл. 2

φ_{i2}°	φ_{i3}°		
	1,6351	1,6301	1,625
	1,622	1,6173	1,6237
	1,6246	1,626	1,6366

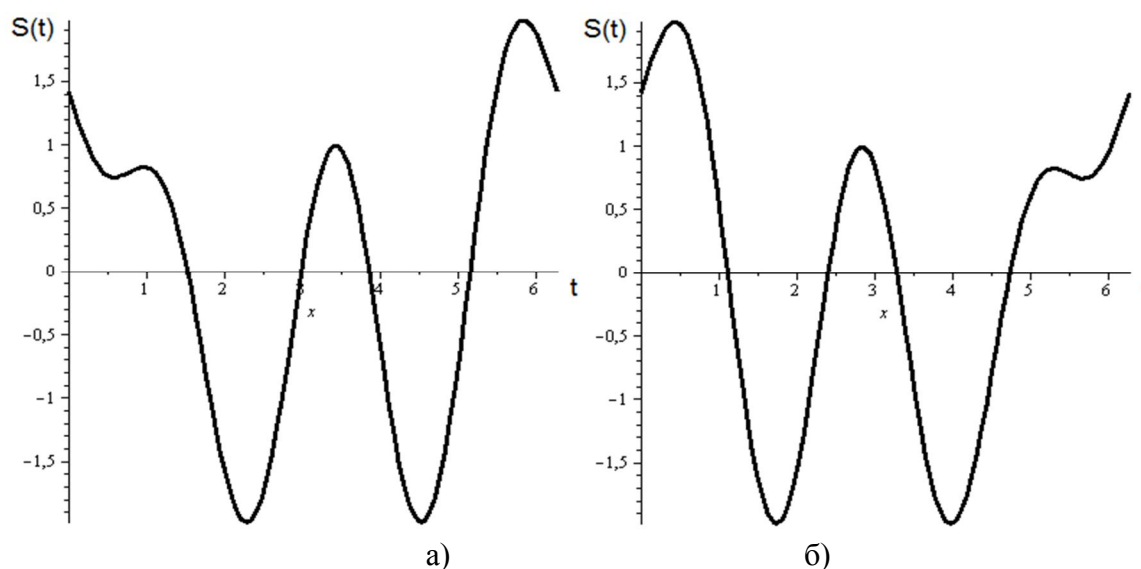
Мінімуми пік-факторів сигналу $S(t)$ з координатами

$$\phi_{i2} = 164^\circ, \phi_{i3} = 123,5^\circ \text{ та } \phi_{i2} = 344^\circ, \phi_{i3} = 123,5^\circ$$

Табл. 3

ϕ_{i2}°	ϕ_{i3}°		
		1,6366	1,626
	1,6237	1,6173	1,622
	1,625	1,6301	1,6351

Мінімальне значення пік-фактора сигналу $S(t)$ записане в центрі таблиці. При зміщенні на 1° в кожен бік значення пік-фактору зростає. Отже, ми дійсно знайшли мінімальне значення пік-фактору. Графіки сигналу $S(t)$ який складається з трьох гармонічних складових у точках, що відповідають мінімальному пік-фактору, представлені на Рис. 6.

Рис. 6. Сигнал $S(t)$ з мінімумом пік-фактора з координатами:

$$a) \phi_{i2} = 16^\circ, \phi_{i3} = 236,5^\circ, \text{ б) } \phi_{i2} = 196^\circ, \phi_{i3} = 236,5^\circ$$

Висновки. В результаті досліджень дістав подальшого розвитку метод знаходження математичної моделі радіосигналу з прямокутною обвідною спектру та мінімальним пік-фактором, який полягає у послідовному знаходженні значень початкових фаз гармонічних сигналів вздовж лінії мінімумів пік-факторів, при цьому перший сигнал є опорним. Метод дозволяє знаходити множину початкових фаз для довільної кількості гармонічних складових.

Література

1. Чечельницький В.Я. Пик-фактор многочастотных шумоподобных сигналов, кодированных эквивалентными классами совершенных двоичных решеток / В.Я. Чечельницький, А.В. Троянский // Труды Одесского политехнического университета. – 2005. – № 2. – С. 181-186.

2. Демьянов В.Ф. К минимизации максимального уклонения / В.Ф. Демьянов // Вестник ЛГУ. – 1966. – № 7. – С. 21-28.
3. Демьянов В.Ф. Введение в минимакс / В.Ф. Демьянов, В.Н. Малоземов. – Москва : 1972. – 368 с.
4. Чеботарёв Н.Г. Собрание сочинений : в 2-х томах. Том 2 / Н. Г. Чеботарев ; отв. редактор Б. Н. Делоне. – Москва : – Ленинград: Издательство Академии Наук СССР, 1949. – 421 с.
5. Чебышев П.Л. Вопросы о наименьших величинах, связанных с приближенным представлением функций / П.Л. Чебышев // Собр. соч. : т. 2. – Москва : Изд. АН СССР, 1947. – С. 151-238.
6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр; пер. с англ. – 2-е изд. – Москва: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
7. Бураченко Д. Л. Общая теория связи : учебник для вузов войсковой связи / Д. Л. Бураченко, Г. Д. Заварин, Н. И. Ключев и др. ; под ред. Л. М. Финка. – Ленинград : Воен. Краснознам. акад. связи., 1970. – 411 с.

Автори статті

Любчик Віталій Романович – доктор технічних наук, доцент кафедри радіотехніки та зв'язку, Хмельницький національний університет. Тел. +380 (67) 930 54 39. E-mail: vitaly1612@gmail.com.

Сенчишина Юлія Володимирівна – аспірант кафедри радіотехніки та зв'язку, Хмельницький національний університет. Тел. +380 (97) 562 53 05. E-mail: senchyshyna.v@gmail.com.

Троцишин Іван Васильович – доктор технічних наук, професор кафедри теорії електричного зв'язку ім. А.Г. Зюко, Одеська національна академія зв'язку імені О.С. Попова. Тел. +380 (97) 684 34 29. E-mail: vottp.tiv@gmail.com

Розорінов Георгій Миколайович – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри систем захисту інформації, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел. +380 (63) 248 95 27. E-mail: grozoryn@gmail.com

Authors of the article

Liubchik Vitaliy Romanovych – sciences doctor (technic), associate professor of the radio engineering and communication department, Khmel'nitsky National University. Tel. +380 (67) 930 54 39. E-mail: vitaly1612@gmail.com.

Senchyshyna Yulia Volodymyrivna – postgraduate student of the radio engineering and communication department, Khmel'nitsky National University. Tel. +380 (97) 562 53 05. E-mail: senchyshyna.v@gmail.com

Trotsyshyn Ivan Vasylyovych – sciences doctor (technic), professor of A.G. Zyuko theory of electrical connection department, O.S. Popov Odessa National Academy of Telecommunications. Tel. +380 (97) 684 34 29. E-mail: vottp.tiv@gmail.com

Rozorinov Heorhiy Mykolayovych – sciences doctor (technic), professor, head of information security systems department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel. +380 (63) 248 95 27. E-mail: grozoryn@gmail.com

Дата надходження в редакцію: 16.12.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. О. О. Скопа

ВПЛИВ ПАРАМЕТРІВ ГЕНЕРОВАНИХ ОПТИЧНИМ ПЕРЕДАВАЧЕМ ІМПУЛЬСІВ НА ПРОПУСКНУ ЗДАТНІСТЬ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНОГО ЛІНІЙНОГО ТРАКТУ

Serhiyenko I.-V. O., Katok V. B. The influence of parameters of pulses generated by the optical transmitter on the transmission capacity of fiber-optical line path. Chromatic dispersion is the considerable factor that leads to a pulse distortion, in particular – to a pulse broadening. Accumulated broadening of pulses distributed along the single-mode optic fiber could be balanced by the application of passive dispersion compensators under certain conditions. However, the devices of the passive compensation need to be supplied with an additional optical amplifiers. One of the active methods of compensation of the chromatic dispersion is developed. It is based on the use of the spectrum dynamic widening properties of a pulse generated by the optical transmitter - pre-chirping. This allows the increase of the transmission distance without using dispersion compensation devices of passive type. The super-Gaussian shaped pulses are applied for the mathematical description.

Keywords: fiber-optic line, super-Gaussian pulse, chromatic dispersion, active compensation, pulse frequency pre-modulation within a transmitter, chirp

Сергієнко І.-В. О., Каток В. Б. Вплив параметрів генерованих оптичним передавачем імпульсів на пропускну здатність волоконно-оптичного лінійного тракту. Розроблено математичний алгоритм активного методу компенсації хроматичної дисперсії у лінійному тракту волоконно-оптичної системи передачі. Метод базується на сумісному використанні особливостей динамічного розширення спектра генерованого оптичним передавачем імпульсу на вході у волокно та наведеної дисперсією волокна частотної модуляції імпульсу. Для математичного моделювання використано імпульси супергаусової форми.

Ключові слова: волоконно-оптичний лінійний тракт, супер-Гаусів імпульс, активна компенсація, хроматична дисперсія, привнесена передавачем частотна модуляція імпульсу, чірп

Сергиенко И.-В. А., Каток В. Б. Влияние параметров генерирующих оптическим передатчиком импульсов на пропускную способность волоконно-оптического линейного тракта. Разработан математический алгоритм активного метода компенсации хроматической дисперсии в линейном тракте волоконно-оптической системы передачи. Метод базируется на совместном использовании особенностей динамического расширения спектра генерирующего оптическим передатчиком импульса на входе в волокно и приведенной дисперсией волокна частотной модуляции импульса. Для математического моделирования использованы импульсы супергаусовой формы.

Ключевые слова: волоконно-оптический линейный тракт, супер-Гауссов импульс, хроматическая дисперсия, активная компенсация, привнесенная передатчиком частотная модуляция импульса, чирп

1. Вступ і постановка задачі. Сучасні фіксовані телекомунікаційні мережі базуються на використанні фізичного середовища одномодових оптичних волокон (ООВ), як найбільш широкосмугових засобів передавання інформації на великі відстані. У волокні потік інформації передається у вигляді послідовності оптичних імпульсів. В процесі проходження у волокні імпульси зазнають спотворення, що ускладнює їх відновлення на прийомному кінці і призводить до обмеження можливої швидкості передачі бітів та довжини волоконно-оптичного лінійного тракту (ВОЛТ) між оптичним передавачем і приймачем (або регенератором/ретранслятором), і, отже, – до зменшення пропускну здатності лінійного тракту волоконно-оптичної системи передачі (ВОСП).

Хроматична дисперсія, спричинена відмінністю групових швидкостей спектральних складових імпульсу у передавальному середовищі оптичного волокна, є вагомим чинником спотворення імпульсу, і зокрема, – його розширення. Накопичувана у ВОЛТ дисперсія може бути компенсованою пристроями пасивної компенсації, наприклад, волоконними компенсаторами дисперсії або волоконними ґратками Брегга, тощо. Однак, в залежності від дисперсійних характеристик ООВ і параметрів оптичних імпульсів на вході у волокно, ці імпульси, рухаючись у волокні, можуть не лише розширюватися в часі, але й звужуватися. Зокрема, сумісний вплив попередньої частотної модуляції імпульсу в оптичному передавачі

(при вході у волокно) та наведеної дисперсією волокна частотної модуляції імпульсу може бути використаним для зменшення або й цілковитого усунення розширення імпульсу. На цьому базується один із активних методів компенсації дисперсії, які на відміну від методів пасивної компенсації не потребують застосування додаткових оптичних підсилювачів.

В публікаціях [1, 2] на базі аналітичних виразів, що описують змінення форми і фази імпульсу гаусової форми при його русі в оптичному волокні, сформульовано основні принципи широкосмужової пасивної компенсації хроматичної дисперсії й принципи створення ВОЛТ із самокомпенсацією дисперсії; ці аналітичні вирази було застосовано також і при розробці активного методу компенсації дисперсії [3].

Пропонована робота є подальшим розвитком вказаних досліджень. Для математичного моделювання генерованих оптичним передавачем імпульсів обрано імпульси супергаусової форми з частотною модуляцією (ЧМ), які при окремому значенні параметра крутизни фронтів є гаусовими імпульсами. Розроблено аналітичні вирази для опису в загальній формі еволюції форми і фази поширюваного по одномодовому волокну окремого імпульсу довільної форми. Але загальна форма математичного алгоритму дозволяє розрахунок вказаних характеристик динаміки імпульсу лише наближеними числовими методами, за умови задання конкретної форми імпульсу на вході у волокно. Аналіз показує, що при русі у волокні супергаусів імпульс втрачає свою початкову форму на відміну від імпульсу гаусової форми. Тому йтиметься про розробку аналітичних виразів для величини змінення середньоквадратичного значення ширини імпульсу за його руху у волокні та подальший розрахунок спричинених хроматичною дисперсією обмежень на відстань і швидкість передачі даних. Вважається, що ширина спектра оптичного джерела нехтовно мала порівняно з ефективною шириною смуги модуляції, – це є прийнятним при високій швидкості передачі бітів в однохвильовому каналі.

2. Математичний опис поширюваного в одномодовому волокні оптичного імпульсу.

Електричне поле імпульсу на вході у волокно опишемо змінною в часі проекцією вектора напруженості на напрямок \mathbf{x}_0 лінійної поляризації поля:

$$\tilde{E}(z, t) \Big|_{z=0} = \tilde{E}(0, t) = a(t) \exp(i \omega_0 t), \quad (1)$$

де z – поздовжня вісь волокна, в напрямку якої поширюється імпульс у волокні, значенню просторової координати $z=0$ відповідає вхідний торець волокна;

$a(t)$ – обвідна вхідного імпульсу, яка враховує амплітудну модуляцію випромінення оптичного джерела (носійної хвилі з частотою ω_0) інформаційним сигналом; $a(t)$ може бути комплексно-значною величиною при наявності в генерованому оптичним передавачем імпульсі чірпу – малого порівняно з частотою ω_0 змінення миттєвої частоти $\omega(t)$ протягом тривалості імпульсу (наявності в імпульсі привнесеної передавачем частотної модуляції).

Якщо перетворення Фур'є вхідного імпульсу записано у вигляді

$$F(\omega - \omega_0) = \int_{-\infty}^{\infty} [a(t) \exp(i \omega_0 t)] \exp(-i \omega t) dt,$$

то обвідній $a(t)$ відповідає її інтеграл Фур'є

$$a(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \exp(i \omega t) d\omega. \quad (2)$$

Отже, імпульс є хвильовим пакетом з енергетичним спектром $|F(\omega - \omega_0)|^2$.

Вважаємо, що електричне поле імпульсу після проходження ним відстані z у волокні може бути описане виразом

$$\tilde{E}(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega - \omega_0) \exp[i(\omega t - \beta(\omega)z)] \exp(-\gamma z) d\omega, \quad (3)$$

тобто, кожна спектральна складова хвильового пакету набуває погонної фазової затримки $\tau_{\phi}(\omega) = 1/v_{\phi}(\omega) = 1/(\omega/\beta(\omega))$, у відповідності з коефіцієнтом фази $\beta(\omega)$ основної моди волокна, і

знає зменшення амплітуди згідно з множником $\exp(-\gamma z)$, що відповідає експоненціальному згасанню потужності оптичного випромінення за законом $\exp(-2\gamma z)$, – для оптично прозорих діелектричних середовищ нехтують залежністю від частоти коефіцієнта γ згасання хвиль (за умови $(\omega-\omega_0)/\omega_0 \ll 1$ вузької ширини частотного спектру хвильового пакета).

Нехай в околі частоти ω_0 носійної хвилі імпульсу залежність $\beta=\beta(\omega)$ (дисперсійна характеристика напрямленої волоконної моди) описується функцією, що достатньо повільно змінюється і допускає розклад в ряд Тейлора

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1 \cdot (\omega - \omega_0) + \frac{1}{2!} \beta_2 \cdot (\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{3!} \beta_3 \cdot (\omega - \omega_0)^3 \dots;$$

$$\beta_0 = \beta(\omega_0), \quad \beta_1 = \left(\frac{d\beta(\omega)}{d\omega} \right)_{\omega=\omega_0}, \quad \beta_2 = \left(\frac{d^2\beta(\omega)}{d\omega^2} \right)_{\omega=\omega_0}, \quad \beta_3 = \left(\frac{d^3\beta(\omega)}{d\omega^3} \right)_{\omega=\omega_0} \dots \quad (4)$$

З використанням (4), формула (3) набуває вигляду:

$$\tilde{E}(z, t) = \frac{1}{2\pi} \cdot e^{-\gamma z - i\beta_0 z} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega - \omega_0) \cdot e^{-i \left[\beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{\beta_2(\omega - \omega_0)^2}{2} + \frac{\beta_3(\omega - \omega_0)^3}{6} \dots \right] z} \cdot e^{i\omega t} d\omega. \quad (5)$$

Знехтувавши у виразі (5) під знаком інтеграла в показнику експоненти всіма доданками крім перших двох, дістанемо наступне наближення:

$$\tilde{E}(z, t) \approx \frac{e^{-\gamma z - i\beta_0 z}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega - \omega_0) \exp \left[-i \left(\beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{\beta_2(\omega - \omega_0)^2}{2} \right) z \right] e^{i\omega t} d\omega. \quad (6)$$

Позначимо через $\tilde{b}(z, t)$ обернене перетворення Фур'є величини $F(\omega) \exp(-i\beta_2 \omega^2 z / 2)$,

$$\tilde{b}(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \exp \left[-i \frac{\beta_2 \omega^2}{2} z \right] e^{i\omega t} d\omega. \quad (7)$$

Базуючись на властивостях перетворення Фур'є, після послідовного застосування теореми про зсув на часовий проміжок $\beta_1 \cdot z = z/v_{gp}$ функції $\tilde{b}(z, t)$ і теореми про модуляцію, для імпульсу (6) одержимо вираз:

$$\tilde{E}(z, t) \approx \tilde{b}(z, t - z/v_{gp}) \left\{ \exp(-\gamma z) \exp \left[i(\omega_0 t - \beta_0 z) \right] \right\}, \quad (8)$$

$$\tilde{b}(z, t - z/v_{gp}) = b(z, t - z/v_{gp}) \exp \left[i(\varphi(z, t - z/v_{gp})) \right]. \quad (9)$$

Тут $b(z, t - z/v_{gp})$, $\varphi(z, t - z/v_{gp})$ – амплітуда та відповідно фаза обвідної імпульсу (при фіксованому значенні z для наглядності величину $t - z/v_{gp} = T$ вважаємо внутрішнім часом імпульсу), згасання амплітуди імпульсу враховано окремим множником $\exp(-\gamma z)$;

v_{gp} , км/с, – групова швидкість хвильового пакету (швидкість перенесення енергії), обчислена при значенні частоти ω_0 носійної хвилі імпульсу,

$$v_{gp} = 1/\beta_1 = \left[\left(\frac{d\beta(\omega)}{d\omega} \right)_{\omega=\omega_0} \right]^{-1};$$

$$\beta_2 = \left(\frac{d^2\beta(\omega)}{d\omega^2} \right)_{\omega=\omega_0} = \left[\frac{d \left[(v_{gp}(\omega))^{-1} \right]}{d\omega} \right]_{\omega=\omega_0} = -\frac{1}{v_{gp}^2} \left[\frac{dv_{gp}(\omega)}{d\omega} \right]_{\omega=\omega_0}, \text{ пс}^2/\text{км}, \quad (10)$$

тобто, величина β_2 характеризує інтенсивність розкидання групових швидкостей навколо групової швидкості, обчисленої при значенні частоти ω_0 носійної хвилі, – цю величину називають дисперсією групових швидкостей.

У нормативних документах щодо параметрів і передавальних характеристик ООВ регламентується величина D коефіцієнта хроматичної дисперсії, який пропорційний величині β_2 дисперсії групових швидкостей напрямленої волоконною модою,

$$D = -2\pi c\beta_2/\lambda^2, \text{ пс}/(\text{нм}\cdot\text{км}), \quad (11)$$

де коефіцієнт D береться при значенні λ довжини хвилі, $\lambda=2\pi c/\omega$ (довжина хвилі у вакуумі).

З урахуванням формули (10), вираз (11) для коефіцієнта D дисперсії волокна може бути перетворений і записаний у такому вигляді:

$$D = [\omega_0^2/(2\pi c v_{gp}^2)] \cdot (dv_{gp}/d\omega), \text{ пс}/(\text{нм}\cdot\text{км}). \quad (12)$$

2.1. Особливості наведеної дисперсією волокна частотної модуляції імпульсу.

Відповідно до формул (8), (9) обвідна імпульсу переміщується зі швидкістю v_{gp} . Із порівняння виразу (7) при $\beta_2 \neq 0$ з виразом (2) випливає, що обвідна імпульсу після пробігу ним у волокні відстані z відрізняється від обвідної $a(t)$ вхідного імпульсу і загалом буде комплексно-значною величиною зі змінною в часі фазою, – навіть якщо величина $a(t)$ є дійсною (якщо вхідний імпульс не мав чірпу – привнесеної передавачем ЧМ). Тобто, може виникнути наведена дисперсією волокна частотна модуляція імпульсу.

Якщо інтеграл (7) для обвідної $\tilde{b}(z, t)$ імпульсу береться в замкненій формі, то буде відомим аналітичний вираз $\tilde{E}(z, t)$, (8), для імпульсу після проходження ним відстані z у волокні. Зокрема, це має місце у випадку вхідного імпульсу гаусової форми. При поширенні у волокні імпульс зберігає гаусову форму (якщо не враховується дисперсія вищого порядку), при цьому вхідний гаусів імпульс без ЧМ при його русі у волокні з ненульовим значенням величини D набуває частотної модуляції, особливості якої визначаються знаком коефіцієнта D (протилежним знаку величини β_2 дисперсії групових швидкостей). А саме: за додатного знаку величини D відповідно до формули (12) похідна $dv_{gp}/d\omega > 0$, отже високочастотні спектральні складові хвильового пакету рухаються з більшими груповими швидкостями порівняно з низькочастотними (аномальна дисперсія групових швидкостей), і пробігають відстань z у волокні першими, заповнюючи передній фронт імпульсу; натомість, низькочастотні складові зосереджуються на задньому фронті імпульсу. Таким чином, миттєва частота спадатиме в часі від переднього фронту імпульсу до його заднього фронту. Відмінність між груповими затримками у волокні спектральних складових імпульсу призводить до його дисперсії: розширення імпульсу в часі і появи наведеної дисперсією волокна ЧМ імпульсу. В даному випадку маємо аномальну дисперсію імпульсу. І навпаки, імпульс, уведений у волокно з від'ємним значенням коефіцієнта D , зазнає нормальної дисперсії. Цей результат загалом справджується для вхідного імпульсу довільної форми.

3. Особливості динамічного розширення спектра генерованого оптичним передавачем імпульсу. Явище динамічного розширення спектра генерованого оптичним передавачем імпульсу, що полягає в незначних відхиленнях миттєвої частоти $\omega(t)$ протягом тривалості імпульсу від частоти ω_0 носійної хвилі джерела оптичного випромінення, називають чірпуванням імпульсу (привнесенням в імпульс частотної модуляції).

При використанні лазерів з внутрішньою модуляцією може відбутися інтенсивне динамічне розширення спектра генерованого імпульсу, що супроводжується зміщенням в часі високочастотних складових спектра імпульсу до його переднього фронту, а низькочастотних складових – до заднього фронту (імпульс має додатний чірп).

Кількісно міра чірпування генерованого імпульсу описується α -параметром чірпу оптичного передавача, величину якого розраховують за формулою [4]:

$$\alpha = \frac{\frac{d\phi}{dt}}{\frac{1}{2P} \frac{dP}{dt}}, \text{ рад.} \quad (13)$$

Тут $d\varphi/dt$ – відхилення миттєвої частоти протягом тривалості імпульсу від частоти ω_0 носійної хвилі джерела оптичного випромінення, рад/с; φ – миттєва величина відносної фази імпульсу; P – миттєва потужність імпульсу.

Через значне динамічне розширення спектра генерованого імпульсу лазери з внутрішньою модуляцією використовуються при невисоких швидкостях передачі цифрових даних (приблизно до 2,5 Гбіт/с); в цьому випадку α -параметр чірпу може сягати великих і лише додатних значень (до 100 рад) [4]. При високих швидкостях передачі застосовують оптичні передавачі із зовнішньою модуляцією лазерного випромінення, для них динамічне розширення спектра генерованого імпульсу є значно меншим за величиною, знак і величина α -параметра чірпу можуть бути регульованими, а можливі значення α -параметра належать діапазону від -1 до 1 радіан [4, 5]. Коли α -параметр чірпу передавача має від'ємний знак, то відбувається зміщення низькочастотних складових спектра вдовж генерованого імпульсу до його переднього фронту, а високочастотних – до заднього фронту.

Якщо привнесена в генерований оптичним передавачем імпульс частотна модуляція має характер, протилежний характеру наведеної дисперсією волокна частотної модуляції, то імпульс після проходження ним певної відстані у волокні зазнаватиме стиснення в часі, що може бути використаним для активної компенсації хроматичної дисперсії вдовж лінійного тракту. Отже, необхідна умова активної компенсації дисперсії імпульсу: протилежність знаків α -параметра чірпу генерованого оптичним передавачем імпульсу і коефіцієнта D дисперсії волокна. Далі досліджується активна компенсація дисперсії у лінійному тракту, якщо імпульс на вході у волокно має супергаусову форму.

4. Супергаусів імпульс та його параметри. Нехай генерований оптичним передавачем імпульс на вході в оптичне волокно може бути описаним виразом (1) з обвідною супергаусової форми

$$a(T) = \exp\left[-\frac{1-i\alpha}{2}\left(\frac{T}{T_0}\right)^{2m}\right], \quad (14)$$

де $\alpha = \text{const}$ – параметр ЧМ, привнесеної в імпульс передавачем (параметр чірпу), рад;

m – параметр крутизни фронтів імпульсу (одне з натуральних чисел);

T – час з початком відліку такому, що при $T=0$ величина $|a(T)|$ амплітуди імпульсу досягає максимуму; отже, на передньому фронті імпульсу $T < 0$, а на задньому фронті $T > 0$;

T_0 – напівширина імпульсу (напівтривалість) на рівні $1/e^{1/2}$ вниз від максимуму розподілу в часі амплітуди $|a(T)|$ імпульсу (відповідає рівню $1/e$ за розподілом потужності імпульсу).

Отже, для вхідного імпульсу маємо вираз:

$$\tilde{E}(z, T) \Big|_{z=0} = \tilde{E}(0, T) = \exp\left[-\frac{1-i\alpha}{2}\left(\frac{T}{T_0}\right)^{2m}\right] \times \exp(\pm i\omega_0 T). \quad (15)$$

При значенні $m=1$ параметра крутизни фронтів формула (15) описує Гаусів імпульс. Якщо параметр m збільшується, форма супергаусового імпульсу наближається до прямокутної з крутими переднім та заднім фронтами. Параметр m може бути визначеним замірюванням значення T_0 та величини T_p тривалості наростання потужності імпульсу від 10% до 90% відносно її пікового значення, згідно з наближеною формулою $T_p \approx T_0/m$ [6].

Відхилення миттєвої частоти імпульсу (15) від частоти ω_0 носійної хвилі дорівнює значенню похідної по T від відносної фази імпульсу:

$$\Delta\omega(T) = \frac{d\varphi}{dT} = -\frac{d}{dT} \left[\left(\omega_0 T + \frac{\alpha}{2} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{2m} \right) - \omega_0 T \right] = -\frac{\alpha \cdot m}{T_0} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{2m-1}, \text{ рад/с.} \quad (16)$$

Ця формула описує привнесену в генерований оптичним передавачем імпульс частотну модуляцію. Оскільки потужність P вдовж імпульсу пропорційна величині $|a(t)|^2$ квадрата його амплітуди (14), неважко переконатися, що параметр α імпульсу (15) збігається з величиною α -параметра чірпу оптичного передавача, розрахованого за формулою (13).

4.1. Окремий випадок гаусового імпульсу. Аналітичний вираз $\tilde{E}(z,t)$ для вхідного імпульсу (15) супергаусової форми після проходження ним відстані z у волокні не вдається знайти в замкненій формі за довільного значення параметра m . Але у випадку вхідного гаусового імпульсу ($m=1$) при поширенні у волокні імпульс зберігає гаусову форму – змінюється лише його ширина; при цьому зберігається добуток величини пікової потужності на ширину імпульсу (тривалість імпульсу), за умови відсутності втрат потужності сигналу чи підсилення. Згідно з формулою (16), привнесена в генерований оптичним передавачем імпульс частотна модуляція лінійно змінюється в часі. Виявляється, також і наведена дисперсією волокна частотна модуляція імпульсу при його русі у волокні змінюється в часі за лінійним законом. Середньоквадратичні значення тривалості та ширини спектра імпульсу, форма якого близька до гаусової, в інженерних розрахунках оцінюються характеристиками еквівалентного гаусового імпульсу з підбором корегуючих множників. На практиці тривалість імпульсу оцінюють значенням $T_{\text{ширина}}$ його повної ширини на рівні половини від максимуму потужності імпульсу (пропорційної інтенсивності випромінення). Для гаусового імпульсу ця величина пов'язана з його параметром T_0 – напівшириною імпульсу на рівні $1/e$ вниз від максимуму розподілу в часі потужності імпульсу формулою

$$T_{\text{ширина}} = (\ln 2)^{1/2} \cdot (2T_0) \approx 0,8325 \cdot (2T_0).$$

Величина змінення частоти $\omega(t)$ генерованого оптичним передавачем імпульсу на протязі його тривалості може бути оціненою за формулою (16). Для $T_0=T_0/2=1/(2B)$ дістанемо:

$$(\Delta\omega/\omega_0)_{T=\pm T_0} = (\pm 2m\alpha B / (2\pi\nu_0)).$$

При $\lambda_0 \approx 1,55$ мкм $\rightarrow \nu_0 \approx 200$ ТГц маємо: $(\Delta\omega/\omega_0)_{T=\pm T_0} \approx (\pm m\alpha B / 6) \cdot 10^{-5}$, де береться числове значення B швидкості передачі бітів в Гбіт/с. Для $|\alpha| \approx 1$ рад, $B=40$ Гбіт/с отримаємо: $(\Delta\omega/\omega_0)_{T=\pm T_0} \approx m(\pm 10^{-4})\%$, звідки у випадку гаусового імпульсу дістаємо

$$(\Delta\omega/\omega_0)_{T=\pm T_0} \sim (\pm 10^{-4}) \rightarrow 0,01\%.$$

Спектральна функція $F(\omega-\omega_0)$ (перетворення Фур'є) гаусового імпульсу має гаусову форму. Величина Ω напівширини спектра на рівні $1/e^{1/2}$ пов'язана з напівтривалістю T_0 імпульсу, визначеному на такому самому рівні, співвідношенням $\Omega = (1+\alpha^2)^{1/2} / T_0$, із якого величина $|\alpha|$ параметра чірпу може бути обчисленою вимірюванням величин Ω і T_0 .

Отже, при відносно малій величині $(\Delta\omega/\omega_0)$ змінення миттєвої частоти $\omega(t)$ імпульсу, відбувається суттєве зростання ширини спектра імпульсу з чірпом, яка для гаусового імпульсу в $(1+\alpha^2)^{1/2}$ разів більша порівняно з шириною спектра за відсутності чірпу ($\alpha=0$).

5. Математичний алгоритм для активного методу компенсації хроматичної дисперсії у волоконно-оптичному лінійному тракті. Нехай на вході у волокно імпульс має супергаусову форму. При русі вдовж волокна форма і тривалість імпульсу змінюються. Приведений в роботі [6] аналітичний вираз для коефіцієнта k , що описує величину змінення тривалості імпульсу, перетворимо до безрозмірної форми у такий спосіб:

$$k = \frac{\sigma_t}{\sigma_{t0}} = \left[1 + \frac{\Gamma(1/(2m))}{\Gamma(3/(2m))} (\alpha \cdot \text{sign}D) Z + \frac{m^2 \Gamma(2-1/(2m))}{\Gamma(3/(2m))} (1+\alpha^2) Z^2 \right]^{1/2}, \quad (17)$$

де σ_{t0} – середньоквадратичне значення тривалості вхідного імпульсу супергаусової форми;
 σ_t – середньоквадратичне значення тривалості імпульсу після проходження ним ділянки волокна довжиною z ;

D і $\text{sign}D$ – коефіцієнт хроматичної дисперсії волокна при значенні $\lambda_0=2\pi c/\omega_0$ довжини носійної хвилі і відповідно знак коефіцієнта D ;

$Z = z/L_D$ – безрозмірна довжина шляху z , пройденого імпульсом у волокні;

L_D – дисперсійна довжина, значення якої обчислюється за формулою

$$L_D = \frac{2\pi c T_0^2}{\lambda_0^2 |D|}; \quad (18)$$

Γ – гамма-функція, яка набуває додатного значення при додатному значенні аргументу.

Оскільки $Z=z/L_D$, а дисперсійна довжина (18) обернено пропорційна абсолютній величині коефіцієнта D дисперсії волокна, то у відповідності до формули (17) за умови $\alpha \times \text{sign}D > 0$, як і при відсутності чірпу імпульсу від передавача ($\alpha=0$), імпульс безперервно розширюється при його русі вдовж волокна (величина $k > 1$, k зростає при збільшенні Z). Навпаки, у разі протилежних знаків α -параметра чірпу вхідного імпульсу та коефіцієнта D , імпульс спочатку звужується (стискається в часі) до деякої мінімальної величини його тривалості (величина $k < 1$), а при подальшому русі у волокні – розширюється. Зменшення тривалості імпульсу може бути використаним для досягнення максимальної довжини обмеженої хроматичною дисперсією довжини регенераційної ділянки.

Нехай послідовність оптичних імпульсів передається зі швидкістю B , біт/с. Обернена величина $1/B$, складає значення тактового інтервалу T_δ (тривалість біта). За лінійного кодування RZ (з поверненням до нуля) тривалість робочого циклу складає певну частину тривалості тактового інтервалу і дорівнює значенню f/B , де величина $f < 1$ є імпульсним коефіцієнтом. Для NRZ-імпульсу (без поверненням до нуля на тактовому інтервалі) $f=1$.

Введемо безрозмірний параметр N_p , що дорівнює відношенню значення тривалості робочого циклу ($f \cdot T_\delta$) до характерного проміжку часу $2T_0$ супергаусового імпульсу

$$N_p = (f \cdot T_\delta) / (2T_0), \quad (19)$$

величина якого наглядно трактується. А саме: якщо $N_p \geq 1$, то часовий проміжок $2T_0$ вхідного імпульсу належить часовому проміжку робочого циклу, співпадаючи з ним при $N_p=1$, і навпаки, при $N_p < 1$ кінці часового інтервалу $[-T_0; T_0]$ знаходяться зовні проміжку $[-(f \cdot T_\delta)/2; (f \cdot T_\delta)/2]$ робочого циклу.

Оскільки реальні імпульси відрізняються від імпульсів гаусової форми, в інженерних розрахунках розглядають еквівалентні Гаусові імпульси, вводячи в розрахунки коефіцієнт форми N_ϕ у такий спосіб. Нехай середньоквадратичне значення σ_{t0} тривалості вхідного імпульсу N_ϕ разів розміщується на часовому проміжку робочого циклу [7],

$$N_\phi \cdot \sigma_{t0} = f/B \rightarrow N_\phi = (f \cdot T_\delta) / \sigma_{t0}.$$

Параметр N_p супергаусового імпульсу пов'язаний з величиною формфактора формулою:

$$\frac{N_\phi}{N_p} = \frac{(2T_0)}{\sigma_{t0}} = \left[\frac{4\Gamma(1/(2m))}{\Gamma(3/(2m))} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (20)$$

Значення коефіцієнта форми, N_ϕ , залежить від форми імпульсу. Наприклад, часовий проміжок f/B робочого циклу включає: при $N_\phi=4$ – 95,5% повної потужності вхідного гаусового імпульсу (при $m=1$ згідно з формулою (20) дістанемо $N_p=\sqrt{2}$); при $N_\phi=2\sqrt{3} \approx 3.46$ – всю потужність імпульсу прямокутної форми.

Згідно з (20) параметр N_p пропорційний величині формфактора N_ϕ , і отже, характеризує відсоток потужності вхідного імпульсу на часовому проміжку $f/B=f \cdot T_\delta$ робочого циклу.

Нехай системою передачі допускається спричинене хроматичною дисперсією розширення імпульсу, середньоквадратичне значення Δt якого складає ε -частину тривалості T_δ біта [7].

Виходячи із співвідношень

$$\Delta t = \varepsilon \cdot T_{\theta}, \quad k = \sigma_t / \sigma_{t0} = \sqrt{1 + (\Delta t)^2 / \sigma_{t0}^2},$$

знайдемо зв'язок між допустимим значенням коефіцієнта k розширення імпульсу і величиною ε -допуску:

$$k^2 - 1 = \varepsilon^2 \cdot (T_{\theta}^2 / \sigma_{t0}^2). \quad (21)$$

Після підставлення величини (21) у вираз (17) отримаємо рівняння відносно значення $Z=z_{\theta}/L_D$ для допустимої величини z_{θ} відстані передачі, розв'язавши яке, дістанемо

$$Z = -\frac{M(\alpha \cdot \text{sign}D)}{1 + \alpha^2} + \sqrt{\frac{M^2 \alpha^2}{(1 + \alpha^2)^2} + \frac{E}{N(1 + \alpha^2)}}; \quad (22)$$

де

$$M = \frac{\Gamma(1/(2m))}{2m^2 \Gamma(2 - 1/(2m))}; \quad N = \frac{m^2 \Gamma(2 - 1/(2m))}{\Gamma(3/(2m))};$$

$$E = k^2 - 1 = \varepsilon^2 \frac{T_{\theta}^2}{\sigma_0^2} = \varepsilon^2 \left(\frac{T_{\theta}}{(2T_0)} \right)^2 \cdot \frac{12\Gamma(1 + 1/(2m))}{\Gamma(1 + 3/(2m))} = \left(\frac{\varepsilon}{f} \cdot N_p \right)^2 \cdot \frac{12\Gamma(1 + 1/(2m))}{\Gamma(1 + 3/(2m))}. \quad (23)$$

За умови $\alpha \times \text{sign}D < 0$ та заданого параметра m крутизни фронтів супергаусового імпульсу, величина $Z=z_{\theta}/L_D$ для допустимої величини відстані передачі досягає локального максимуму при оптимальному значенні α -параметра чірку:

$$\alpha_{\text{опт}} = \left[\frac{-1 + \sqrt{1 + 4x(1+x)}}{2(1+x)} \right]^{\frac{1}{2}}; \quad x = \frac{M^2 N}{E}. \quad (24)$$

6. Аналіз результатів розрахунку. На Рис. 1 приведено графіки розрахованих згідно з формулою (24) залежностей оптимальних значень α -параметра чірку від параметра m крутизни супергаусового імпульсу.

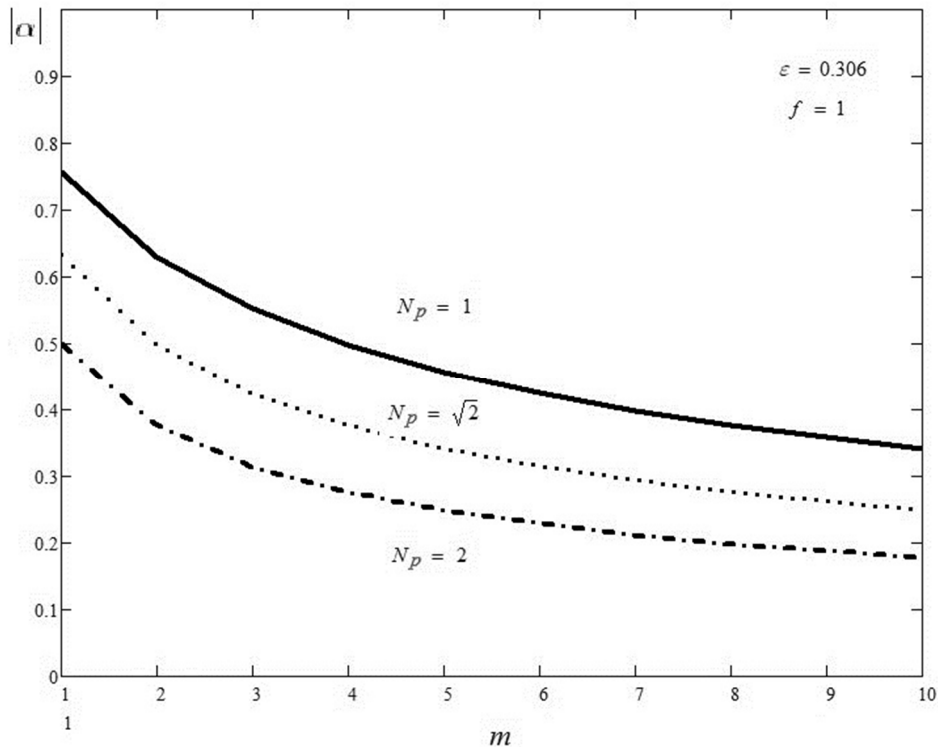


Рис. 1. Оптимальні значення α -параметра чірку в залежності від параметра m крутизни супергаусового імпульсу (m набуває значень натуральних чисел).

Розраховані за формулою (22) безрозмірні значення $Z=z_\delta/L_D$ для допустимої величини z_δ відстані передачі в залежності від величини α -параметра чірпу при фіксованих значеннях параметра m крутизни супергаусового імпульсу та окремому значенні параметра $N_p=1$, вказано на Рис. 2, для випадку волокна з додатним коефіцієнтом хроматичної дисперсії ($D>0$). При $D<0$ графіки залежності $Z(\alpha)$ є симетричним відображенням вказаних кривих відносно вертикальної прямої $\alpha=0$.

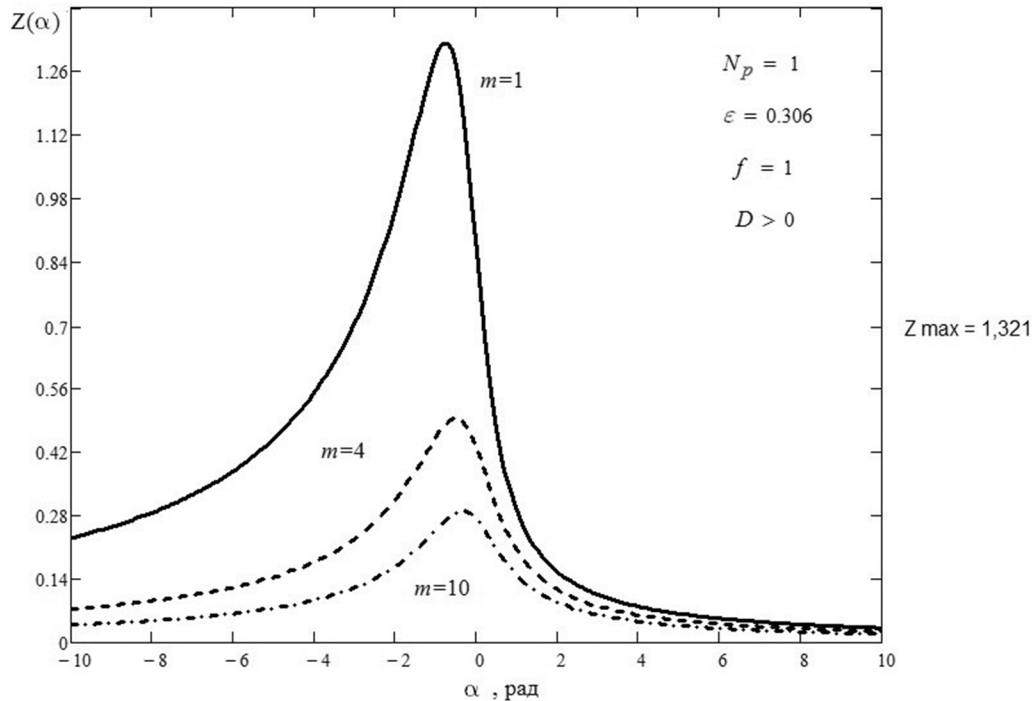


Рис. 2. Відносне значення величини $Z=z_\delta/L_D$ для допустимої довжини z_δ лінійного тракту між передавачем та приймачем в залежності від величини α -параметра чірпу при фіксованих значеннях параметра m крутизни імпульсу

Оскільки в розрахункові формули (22), (24) параметри ϵ, f, N_p входять лише в комплексі ($\epsilon N_p/f$) посередньо величини E , (23), поведінка приведених на Рис. 1 і Рис. 2 графічних залежностей може бути проаналізована також і для інших значень параметрів, які складають цей комплекс. Розрахунки підтверджують справедливості цього припущення.

В Табл. 1, 2 подано результати розрахунків обмеженої хроматичною дисперсією ($\epsilon=0,306$) довжини регенераційної ділянки z_δ за різних значень α -параметра чірпу та параметра N_p для вхідних імпульсів гаусової та майже прямокутної форми.

Результати розрахунку величини z_δ для гаусового імпульсу ($m=1$)

Табл. 1

m	1									
f	1 (NRZ-формат лінійного кодування)									
N_p $N_p=(f \cdot T_\delta)/(2T_0)$	1 (формфактор $N_\phi=2\sqrt{2}$)					$\sqrt{2}$ (формфактор $N_\phi=4$)				
$P, \%$	84					95,5				
	(% потужності вхідного імпульсу на проміжку $f/B=f \cdot T_\delta$ робочого циклу)									
$L_D, \text{км}$	115,3					57,65				
$\alpha \times \text{sign} D, \text{рад}$	-1	-0,756	0	1	3	-1	-0,633	0	1	3
$Z(\alpha)=z/L_D$	1,290	1,323	0,865	0,290	0,106	1,500	1,581	1,224	0,500	0,190
$z_\delta(\alpha_{\text{опт}})/z_\delta(\alpha)$	1,026	1	1,529	4,562	12,48	1,054	1	1,292	3,162	8,321
$z_\delta(\alpha), \text{км}$	148,7	152,5	99,8	33,4	12,2	86,5	91,2	70,6	28,8	11,0

Примітка до таблиці. Жирним шрифтом виділено значення, що відповідають оптимальній величині α -параметра чірпу

Результати розрахунку величини z_α для супергаусового імпульсу

Табл. 2

m (параметр крутизни)	1 (імпульс гаусової форми)					4 (супергаусів імпульс майже прямокутної форми)				
f (імпульсний коефіцієнт)	$\frac{1}{2}$ (RZ-формат лінійного кодування)					1 (NRZ-формат лінійного кодування)				
N_p $N_p=(fT_0)/(2T_0)$	1 (формфактор $N_\phi=2\sqrt{2}$)					1 (формфактор $N_\phi=3,25$)				
$P, \%$	84					96,3				
$L_D, \text{ км}$	28,83					57,65				
$\alpha \times \text{sign}D, \text{ рад}$	-1	-0,500	0	1	3	-1	-0,498	0	1	3
$Z(\alpha)=z/L_D$	1,822	1,999	1,731	0,822	0,324	0,452	0,496	0,430	0,205	0,081
$z_\alpha(\alpha_{\text{опт}})/z_\alpha(\alpha)$	1,097	1	1.155	2,432	6,170	1,097	1	1,153	2,420	6,123
$z_\alpha(\alpha), \text{ км}$	52,5	57,6	49,9	23,7	9,3	52,1	57,2	49,6	23,6	9,34

Величину $z_\alpha(\alpha)$ допустимої відстані передачі в км, розраховано для значень: $\lambda_0=1,55 \text{ мкм}$; $|D|=17 \text{ пс}/(\text{нм}\cdot\text{км})$; $B=10 \text{ Гбіт}/\text{с}$. Отже, допоміжні в розрахунках величини набувають таких значень:

$$L_D = \frac{2\pi c T_0^2}{\lambda_0^2 |D|} = \frac{0,19601}{|D|} \cdot (2T_0)^2 \text{ при } \lambda_0 = 1,55 \text{ мкм}; \quad (2T_0) = \frac{f \cdot 10^3}{B \cdot N_p} = \frac{f \cdot 100 \text{ нс}}{N_p} \text{ при } B=10 \text{ Гбіт}/\text{с}.$$

При інших значеннях $\lambda_1, |D_1|, B_1$ відповідну довжину в км можна одержати, домножуючи вказані в таблицях значення $z_\alpha(\alpha)$ на величину відношення $[(\lambda_0 B)^2 |D|] / [(\lambda_1 B_1)^2 |D_1|]$.

В результаті аналізу розроблених формул та проведених розрахунків з'ясовано наступне.

Оптимальні значення $\alpha_{\text{опт}}$ параметра чірпу за абсолютною величиною не перевищують значення 0,756 радіан, тобто належать діапазону від -1 до 1 радіан можливих значення α -параметра чірпу оптичних передавачів із зовнішньою модуляцією лазерного випромінення, які застосовуються при високих швидкостях передачі.

Величина $z_\alpha(\alpha_{\text{опт}})/z_\alpha(\alpha)$, що характеризує “відносний виграш” для допустимої величини z_α відстані передачі за фіксованої величини параметрів m, N_p (дані передостаннього рядка таблиць), не залежить від значень D, λ, B . Значення “виграшу” для допустимої відстані передачі у відсотках:

$$[z_\alpha(\alpha_{\text{опт}})/z_\alpha(\alpha)-1] \cdot 100\%.$$

Для значень вихідних даних: $\lambda_0=1,55 \text{ мкм}$; $|D|=17 \text{ пс}/(\text{нм}\cdot\text{км})$; $B=10 \text{ Гбіт}/\text{с}$ та значення параметра $N_p=\sqrt{2}$ для імпульсу гаусової форми, розрахункова величина z_α обмеженої хроматичною дисперсією відстані передачі складає такі значення (останній рядок в Табл.1):

- 91,2 км при оптимальній величині $\alpha \times \text{sign}D = -0,633 \text{ рад}$;
- 28,8 км при значенні $\alpha \times \text{sign}D = 1 \text{ рад}$, що суттєво відрізняється від оптимального;
- 70,6 км при $\alpha=0$ (за нехтування ЧМ імпульсу в оптичному передавачі), що узгоджується з розрахунком за алгоритмом, рекомендованим для застосувань в інженерній практиці [4].

Отже, величина “виграшу” для допустимої відстані передачі складає 29%, тобто 20,6 км.

Для $N_p=1$, коли в розрахунковій моделі часовий проміжок f/B робочого циклу включає лише 84% потужності вхідного гаусового імпульсу (а не 95,5% як у попередньому випадку при $N_p=\sqrt{2}$), відповідні розрахункові значення величини z_α виявились завищеними [4].

У випадку параметра крутизни $m=4$, що відповідає майже прямокутній формі вхідного імпульсу, розрахункова величина z_α обмеженої хроматичною дисперсією відстані передачі

складає значно менші значення (останній рядок в Табл.2), порівняно з приведеними вище числовими значеннями. Для імпульсів з більшою крутизною фронтів величина $2T_0$ характерного проміжку часу є меншою (за однаковою повної потужності імпульсів), і відповідно ширина спектра – більшою. Отже, такі імпульси при русі у волокні зазнають більшого дисперсійного розширення.

7. Висновок. Для вирішення проблеми підвищення пропускної здатності ВОЛТ запропоновано новий підхід, реалізований у вигляді математичної моделі. Враховуючи особливості динамічного розширення спектра генерованих оптичним передавачем імпульсів, можна досягнути суттєвого збільшення обмеженої хроматичною дисперсією довжини регенераційної ділянки ВОЛЗ, без застосування пасивних пристроїв компенсації дисперсії, які потребують додаткових оптичних підсилювачів.

Література

1. Katok V. Single-mode optic fibre for wideband dispersion compensations / V. Katok, M. Kotenko, I. Sergiyenko // Proc. International Conf. of Transparent Optical Network (ICTON 2001), June 18-21, 2001. – Cracow, Poland. – 2001. – P. 245-248.
2. Власов О. М. Підвищення пропускної спроможності волоконно-оптичних лінійних трактів на одномодових світловодах / О. М. Власов, Н. В. Омецинська, Іван-В. О. Сергієнко // Матеріали VII наукової конференції ДУІКТ «Сучасні тенденції розвитку технологій в інфокомунікаціях та освіті», Харків, 25–26 листопада, 2010. – С.132-137.
3. Sergijenko Ivan-V. Optimal values of chirp parameter of optical transmitters to compensation of the chromatic dispersion in tracts / Ivan-V. Sergijenko, Natalia Ometsyns'ka // Матеріали 6-й Международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2010», 19–24 апреля 2010. – Севастополь. – 2010. – С. 47.
4. Optical interfaces for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers // ITU-T Recommendation G.691 (2006).
5. Fibre optic communication system – Part 5: Accomodation and compensation of dispersion // IEC/TR 61282-5 (2002).
6. Агравал Г. Нелинейная волоконная оптика / Г. Агравал ; пер. с англ. под ред. П. В. Мамышева. – Москва : Мир, 1996. – 323 с.
7. Optical system design and engineering considerations // ITU-T G-series Recommendations – Supplement 39 (2012).

Автори статті

Сергієнко Іван-Вячеслав Олександрович – аспірант кафедри телекомунікаційних систем, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел. +38 (093) 058 51 46. E-mail: ivan.sergijenko@gmail.com

Каток Віктор Борисович – кандидат технічних наук, професор кафедри телекомунікаційних систем, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел.: +38 (091) 114 03 00. E-mail: vkatok@ukrtelecom.ua

Author of the article

Serhiyenko Ivan-Vyacheslav Oleksandrovych – postgraduate student of the telecommunication systems department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel. +380 (93) 058 51 46. E-mail: ivan.sergijenko@gmail.com

Katok Victor Borysovych – candidate of sciences (technical), professor of the telecommunication systems department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel.: +380 (91) 114 03 00. E-mail: vkatok@ukrtelecom.ua

Дата надходження в редакцію: 21.01.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. О. О. Манько

УДК 621.391

Демидов І. В., к.т.н.; Мухамед Мехді Ель Хатрі, аспірант; Укаблі Юсеф, аспірант

АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ПРОДУКТИВНОСТІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ ХМАРНИХ СЕРВІСНИХ СИСТЕМ

Demydov I. V., Mohamed Mehdi El Hatri, Oukabli Youssef. Analysis of methods for telecommunication networks performance improving of cloud service systems. In this paper the brief analysis of existing methods of performance (productivity) increasing of cloud service network systems is carried out. According to the results the feasibility of differentiated user servicing methods applying is revealed, as the most advanced and resource-efficient in the studied area. According to the generated workload parameters was proposed to consider and allocate different categories of cloud service systems' users that have different priorities of servicing, functional service capabilities, the minimum guaranteed quality of service etc. At distribution of cloud service systems' users to categories there should be considered providing them with specific types of additional services. The perspective of further numeric research in this direction was revealed.

Keywords: service network systems, cloud systems, servicing of requests, service-oriented architectures, distributed network systems, performance improvement

Демидов І. В., Мухамед Мехді Ель Хатрі, Укаблі Юсеф. Аналіз методів підвищення продуктивності телекомунікаційних мереж хмарних сервісних систем. В роботі виконано стислий аналіз існуючих методів підвищення продуктивності хмарних сервісних мережних систем. Відповідно до параметрів створюваного навантаження, запропоновано виділяти і враховувати різні категорії користувачів хмарних сервісних систем, які матимуть різні пріоритети обслуговування, функціональні сервісні можливості, мінімальну гарантовану якість сервісу. Показана перспективність подальших чисельних досліджень у даному напрямку.

Ключові слова: сервісні мережні системи, хмарні системи, обслуговування запитів, сервісно-орієнтовані архітектури, розподілені системи, підвищення продуктивності

Демидов И. В., Мухаммед Мехди Эль Хатри, Укабли Юсеф. Анализ методов повышения производительности телекоммуникационных сетей облачных сервисных систем. В работе выполнен краткий анализ существующих методов повышения производительности облачных сервисных сетевых систем. В соответствии с параметрами создаваемого нагрузки, предложено выделять и учитывать различные категории пользователей облачных сервисных систем, которые будут иметь различные приоритеты обслуживания, функциональные сервисные возможности, минимальное гарантированное качество сервиса. Показана перспективность дальнейших численных исследований в данном направлении.

Ключевые слова: сервисные сетевые системы, облачные системы, обслуживание запросов, сервисно-ориентированные архитектуры, распределенные системы, повышение продуктивности

1. Вступ. Злиття послуг фіксованого та мобільного зв'язку, поширення концепції повсюдного комп'ютеризованого практично на всі галузі народного господарства висунуло надконвергентний принцип «одна людина – один термінал», який швидко еволюціонує в Інтернет речей, *англ.* Internet of Things (IoT). Проблема конвергенції (взаємопроникнення) мобільних і фіксованих мереж, а також мереж передавання даних в рамках реалізації хмарних обчислювальних та телекомунікаційних сервісів, стала підґрунтям для появи цілої палітри сучасних інфокомунікаційних платформ, яка успішно розвивається, охоплюючи все нові функціональні області, включаючи визначення місцеположення (LBS) і мобільну комерцію, як частину парадигми електронного бізнесу [1-3].

Відповідно до [1], сучасна конвергенція мереж пов'язана із забезпеченням мережесервісних можливостей, що не залежать від технології доступу. Це не обов'язково передбачає фізичну конвергенцію мереж і визначає розвиток ринку мережесервісних можливостей і відповідних стандартів. Набір стандартів може бути використаний для впровадження ряду мережесервісних послуг через фіксований або мобільний доступ до відповідних операторських мереж, мереж загального користування або приватних мереж [4].

Архітектура надання послуг абонентам в умовах конвергенції мереж (на прикладі мереж

мобільного зв'язку) містить чотири рівні [5]: рівень користувача, рівень інформаційної мережі (ІМ), рівень мережі сигналізації (МС) і рівень формування послуги з використанням відповідних сервісних систем та баз даних:

- На рівні користувача здійснюється взаємодія стаціонарних абонентів з відповідними телекомунікаційними мережами.
- На рівні ІМ стаціонарні та мобільні мережі з'єднуються спільними інформаційними каналами.
- Їх взаємодія при встановленні з'єднань, інформаційних потоків забезпечується на рівні МС.
- Надання сервісів здійснюється на рівні формування послуг.

Традиційно, в сучасних умовах оператори інфокомунікацій після якомога більш широкого охоплення аудиторії користувачів, фокусують свою увагу на додаткових послугах, використовуючи для цього всі існуючі технічні можливості та ресурси, зокрема концепцію інтелектуальних мереж (Intelligent Network – IN) [6]. Для інтелектуальних мереж (IN) був розроблений протокол користувача інтелектуальної мережі INAP. Він визначає процедури взаємодії модуля управління послугами (SCP) з модулем комутації послуг (SSP), і з модулем зберігання даних для послуг (Service data point - SDP) [7]. При застосуванні концепції IN до телекомунікаційних сегментів хмарних сервісних систем забезпечення збереження профілю послуг пов'язане з рядом труднощів.

По-перше, на відміну від традиційних мереж зв'язку, в платформах хмарних сервісів точки надання сервісу і профіль послуг, як правило, не є статичними даними, а визначаються при підключенні користувача. Інтелектуальні та функціонально-параметричні можливості «домашнього» і «гостьового» сегментів доступу хмарних сервісних систем можуть виявитися різними, що, швидше за все, позначиться на переліку та на характеристиках послуг, які зможуть бути запропоновані користувачеві, що перемістився в «гостьовий» сегмент системи, зокрема з використанням мережі рухомого доступу. По-друге, в процесі обслуговування запитів користувача може брати участь більше, ніж одна інтелектуальна сервісна платформа.

Ефективність будь-якої розподіленої мережної системи характеризується великим числом критеріїв. Це ускладнює розв'язання задачі оптимізації використання мережних ресурсів у загальному випадку і дослідження впливу окремих критеріїв на загальний результат.

Для оцінки ефективності використання мережних ресурсів як правило користуються двома критеріями:

- Якість обслуговування Q , що може виражатися як імовірністю відмов, так і іншими інтегральними характеристиками;
- Прибутковість сервісної мережної системи P , що являє собою різницю вартості наданих послуг і витрат.

Якість обслуговування по суті є інтегральною властивістю мережі, при якій вона зберігає здатність надавати набір послуг у відповідності до умов, які визначені угодою SLA (Service Level Agreement) про рівень сервісу (тобто – потенційною можливістю мережі забезпечувати задані експлуатаційні характеристики). З метою кількісного оцінювання показника якості обслуговування можна використати деякий коефіцієнт Ψ . При перевантаженні мережі службовим трафіком (сигнальними повідомленнями), який необхідний для надання сервісів, коефіцієнт Ψ знижується, а при перевантаженні мережної системи породженими інформаційними потоками – збільшується. Для стійкої роботи сервісної мережної системи цей коефіцієнт не повинен значно змінюватися, тобто якість можливо оцінити ступенем його флуктуацій (чим нижче флуктуації Ψ , тим краще):

$$Q = 1 - \frac{|\Delta\Psi|}{\Psi} . \quad (1)$$

При цьому прибуток сервісної мережної системи можливо визначити, як різницю доходів від користувачької бази і витрат на обслуговування та залучення нових користувачів.

Фізичний зміст коефіцієнта Ψ з (1) – це відношення середньої тривалості зайняття каналних ресурсів сервісної мережної системи до середнього часу очікування надання сервісу. Коефіцієнт Ψ можливо визначити експериментально для конкретної мережі, задавшись відповідно до норм SLA максимально допустимим часом очікування надання сервісу, а також визначивши експериментально середню тривалість зайняття каналних ресурсів сервісної мережної системи. У загальному випадку значення коефіцієнта Ψ залежить від багатьох факторів: повної інтенсивності вхідного навантаження; його розподілу між вузлами обслуговування (зокрема, перекосу навантаження); середньої тривалості зайняття каналних ресурсів під час обслуговування користувачів; імовірності зайнятості (недоступності) серверних систем, зокрема некоректного опрацювання запитів; існування супутникових ланок в мережній системі та інших.

Очевидно, що підвищення якості обслуговування користувачів приводить до необхідності збільшення витрат операторів сервісних мережних систем і, як наслідок, до зниження прибутковості мережі. Тобто, розглянуті критерії є взаємно суперечливими, що приводить до багатокритеріальної (векторної) задачі їх оптимізації [8].

Таким чином, в подальшому з метою спрощення міркувань пропонується прийняти якість обслуговування на рівні не нижче допустимого, що є характерним для більшості сучасних телекомунікаційних мереж хмарних сервісних систем внаслідок використання множини спеціальних технологій [3]. Найбільш суттєвим технічним показником ефективності в такому випадку виступає мережна продуктивність.

Мета даної роботи – проаналізувати методи покращення основного показника ефективності сервісних мережних систем, а саме їх продуктивності. У відповідності до поставленої мети, в роботі визначається найбільш оптимальний підхід, який можливо застосовувати у хмарних сервісних системах, які останнім часом зазнають стрімкого функціонального та структурного масштабування.

2. Аналіз існуючих методів підвищення продуктивності інформаційних мереж

Як вже було наголошено, основною характеристикою будь-якої мережі зв'язку, як системи розподілу інформації, є ефективність її функціонування. Основними критеріями ефективності телекомунікаційної системи з технічної точки зору визначимо її продуктивність і пропускну здатність. Дамо їх аналітичне визначення. Згідно [5] під пропускну здатністю мережі зв'язку розуміємо

$$D = \sum_{\forall i,j} c_{ij} l_{ij},$$

де c_{ij} – номінальна пропускна здатність лінії в біт / одиницю часу, або Ерл при заданій якості обслуговування; l_{ij} – довжина лінії в км.

Під продуктивністю телекомунікаційної мережі розуміємо навантаження, що обслужене одиницею довжини мережі за певний час:

$$\Pi = \sum_{\forall s,t} V_{st} l_{st} / T,$$

де V_{ij} – обсяг переданих (обслужених) за час T повідомлень (в бітах або Ерл) між пунктами a_s і a_t ; l_{st} – довжина найкоротшого шляху між цими пунктами (в км). Час T вибирається залежно від поставленого завдання, аналогічно – міра довжини.

Звичайно при розрахунках необхідної продуктивності обладнання використовується пропускна здатність в години найбільшого навантаження (ГНН). З погляду ефективності роботи мережі нас цікавить середньодобова пропускна здатність, при цьому для її підвищення необхідне «часове розмиття» коефіцієнта концентрації навантаження.

Нагадаємо, що під коефіцієнтом концентрації навантаження розуміється відношення навантаження, пропущеного мережною системою в ГНН до загально добового навантаження [8]: пропускна здатність мережі може бути оцінена в ГНН, або за добу. Існують також методики, що ґрунтуються на тривалих проміжках часу оцінювання навантаження. У даній роботі під пропускною здатністю хмарної сервісної мережної системи розуміється навантаження, обслужене мережею за добу із заданою якістю. Одним із показників, що характеризує ступінь завантаженості обладнання сервісної платформи протягом доби, є коефіцієнт концентрації навантаження [9], який визначає ступінь концентрації навантаження в ГНН $k_{ГНН} = u_{ГНН} / u_{ДОБ}$, де $u_{ГНН}$ – величина навантаження за ГНН; $u_{ДОБ}$ – величина навантаження за добу. Величина даного коефіцієнта в основному залежить від структурного складу користувачів системи і лежить в межах 0,09-0,15. Для того, щоб необхідні обсяг та продуктивність обладнання системи були мінімальними, а його завантаження – рівномірним, величина коефіцієнта концентрації повинна бути мінімальною.

Можна зробити висновок, що чим більш рівномірною є зміна коефіцієнта $k_{ГНН}$ протягом доби, тим вищою є пропускна здатність сервісної мережної системи.

Основні методи підвищення середньодобової пропускної здатності для сучасних сервісних мережних систем показані на Рис. 1 [5, 11].

Перший метод заснований на тому факті, що в більшості мережних систем ГНН для різних категорій користувачів не збігаються. Тому в цих мережах часто застосовують балансування якісного складу користувачів різних категорій, яких обслуговують тими ж самими сегментами. Для хмарних сервісних систем та їх телекомунікаційних мереж поділ користувачів на категорії поки не є вираженим. Спроби здійснити бізнес експлуатацію хмарної сервісної системи на сьогодні відбулися де-факто в компанії Google, проте в країнах, які розвиваються великого успіху даний підхід поки що не набуває. Якщо для мереж рухомого зв'язку в даний час навантаження в ГНН розраховується за питомим інформаційним навантаженням, однаковим для всіх користувачів (0,015 Ерл), то для хмарних сервісних систем такий підхід не завжди може принести адекватні результати, потребуючи додаткових міркувань, вхідних даних і більш складних розрахунків.

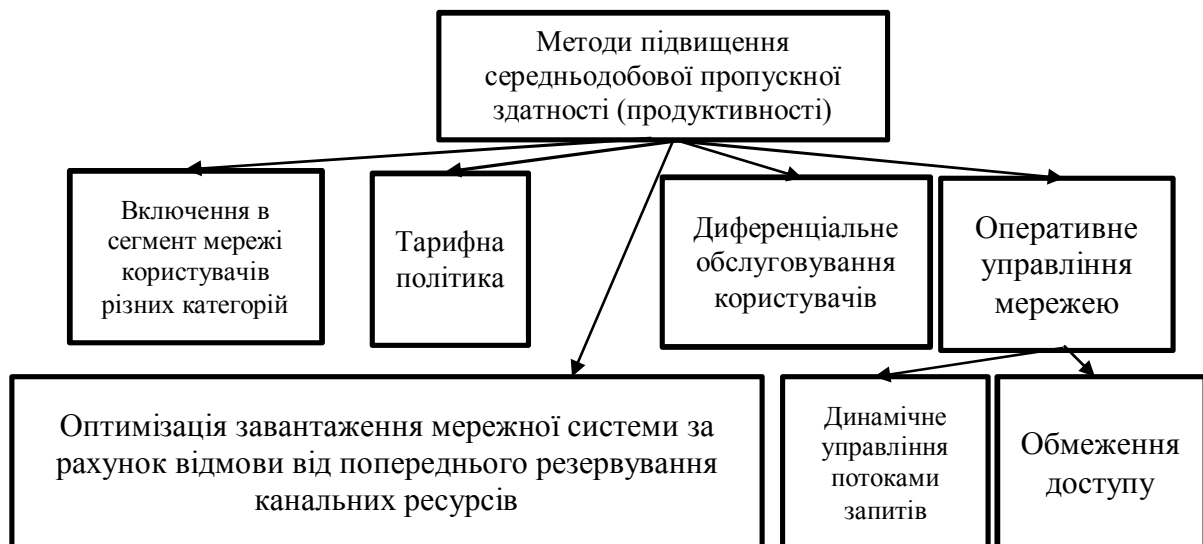


Рис. 1. Методи підвищення пропускної здатності в сервісних мережних системах

Другий метод – пільгові тарифи – застосовується в мережах зв'язку, де практикується погодинна оплата використання ресурсів для вирівнювання коефіцієнта концентрації навантаження протягом визначених часових інтервалів.

Третій метод – диференційоване обслуговування користувачів, тобто виділення категорій користувачів, обслуговування яких відбувається з підвищеною якістю, раніше знаходив своє застосування в телеграфії (термінові телеграми) і на міжміській телефонній мережі (терміновий виклик з 3-х кратною оплатою) при напівавтоматичному встановленні з'єднання. В даний час цей спосіб може знайти широке застосування в хмаринкових сервісних системах за допомогою надання користувачам різних рівнів обслуговування (функціональних можливостей, пріоритетів і т.д.), тим самим, знижуючи взаємний вплив користувачів різних категорій. При цьому, у відповідності до угоди про рівень обслуговування SLA за певну щомісячну плату встановлюється певний обсяг послуг, а за перевитрату може стягуватися додаткова оплата. При введенні певних обмежень, як правило, оператори вимушені запропонувати користувачам додаткові можливості.

При розподілі користувачів за категоріями, відповідно до створюваного ними навантаження, повинні бути враховані специфічні види послуг, які пропонуються для кожної категорії [12]:

1. Категорія “традиційних” користувачів характеризується малою інтенсивністю запитів (для прикладу, один запит від одного користувача в ГНН) і великою середньою тривалістю зайняття каналних ресурсів під час обслуговування. Для даної категорії користувачів не є характерним використання додаткових сервісів. Коефіцієнт Ψ для даної категорії становить близько 300.

2. Категорія “бізнес” користувачів. Вона характеризується меншою тривалістю зайняття каналних ресурсів під час обслуговування, але великим числом запитів (приблизно 3 запити в ГНН). Для даної категорії є характерним активне використання додаткових сервісів. Коефіцієнт Ψ для даної категорії користувачів становить близько 150.

3. Категорія “економних” користувачів. Поява даної категорії обумовлена тарифною політикою телекомунікаційних операторів. Для цієї категорії є характерними дуже низька середня тривалість зайняття каналних ресурсів під час обслуговування і дуже висока інтенсивність запитів. Особливістю даної категорії є те, що для опису розподілу тривалості зайняття каналних ресурсів запити таких користувачів експоненціальний закон, що може бути використаний для інших категорій, не підходить. Тому приймається, що тривалість зайняття каналних ресурсів такими користувачами рівномірно розподілена на інтервалі від десяти до п'ятнадцяти секунд. Для категорії «економних» користувачів є характерним активне використання чатів. Ця категорія користувачів в основному створює службовий трафік, тому коефіцієнт Ψ для неї становить близько 15.

Метод диференційованого обслуговування користувачів є доволі перспективним, оскільки не вимагає підвищення продуктивності програмно-технічних засобів сервісної мережної платформи. Тим не менше, виходячи з аналізу літературних джерел, можна зробити висновок про необхідність проведення докладних чисельних досліджень щодо його застосування, зокрема комп'ютерного моделювання.

Четвертий метод полягає в тому, що відмова від попереднього резервування каналних ресурсів в телекомунікаційній платформі сервісної мережної системи дозволяє обслуговувати більшу кількість запитів, ніж у випадку виконання такого резервування. Якість обслуговування таких запитів, зокрема тривалість їх оброблення при цьому змінюється незначно [13]. Зокрема, за результатами моделювання спостерігається підвищення продуктивності сервісної мережної системи за обслугованим навантаженням трафіку запитів. Зокрема, при інтенсивності вхідного навантаження на сервісну мережну систему 17-20 тис. зап./с. відповідний виграш становить 16-22%, при цьому середній час тривалості сесій клієнтів у сервісній мережній системі збільшується в середньому на 5 с. при інтенсивності навантаження більше 20 тис. зап./с [14].

Проте, даний метод є менш ефективним при обмеженій продуктивності програмно-технічних засобів сервісної мережної платформи, а також в умовах значних навантажень на хмарну сервісну систему.

П'ятий метод застосовується для боротьби з перевантаженнями. Це оперативне управління мережею, яке, в свою чергу, припускає динамічне управління потоками інформації та обмеження доступу користувачів в мережу. При цьому розрізняють методи локального і глобального управління. Глобальне управління передбачає обмеження загального числа запитів до сервісної мережної платформи або динамічне управління маршрутизацією. Можливе використання комбінації обох прийомів.

Застосовують також локальне управління, відповідно до якого обмежується або загальна кількість запитів до сервісної мережної платформи, або обсяг мережних ресурсів, що виділяються різним категоріям користувачів.

3. Висновки

1. Аналіз існуючих методів підвищення продуктивності телекомунікаційних мереж хмарних сервісних систем показав, що найбільш доцільно застосовувати метод диференційованого обслуговування користувачів, оскільки він не вимагає підвищення продуктивності програмно-технічних засобів сервісної мережної платформи, а також залишається ефективним в умовах підвищених навантажень на хмарну сервісну систему. Методи оцінювання характеристик мережної системи, які пов'язані з використанням даного методу наразі потребують подальших досліджень, зокрема проведення комп'ютерного моделювання.

2. Пропонується при проектуванні телекомунікаційних мереж хмарних сервісних систем виділяти і враховувати різні категорії користувачів, які матимуть різні пріоритети обслуговування, функціональні сервісні можливості, мінімальну гарантовану якість сервісу тощо. При розподілі користувачів хмарних сервісних систем за категоріями відповідно до параметрів створюваного ними навантаження, необхідно враховувати інформацію про надання їм специфічних видів додаткових послуг.

3. На підставі розгляду методу підвищення продуктивності телекомунікаційних мереж хмарних сервісних систем, який базується на диференційованому обслуговуванні користувачів впливає, що існує необхідність проведення подальших досліджень за допомогою імітаційного комп'ютерного моделювання з метою оцінювання якісних показників функціонування та оптимізації розподілених платформ сервісно-орієнтованої архітектури.

Література

1. Elloumi O., Song J., Ghamri-Doudane Y., Leung V.C.M. IoT/M2M from research to standards: the next steps (Part I) // IEEE Communications Magazine — Communications Standards Supplement. – 2015. – Issue 9. – p. 8-9.

2. Kryvinska N., Strauss C., “Conceptual Model of Business Services Availability vs. Interoperability on Collaborative IoT-enabled eBusiness Platforms”, in the “Internet of Things and Inter-cooperative Computational Technologies for Collective Intelligence”, book Ed.: N. Bessis and F. Xhafa, D. Varvarigou, R. Hill, and M. Li, the book series “Studies in Computational Intelligence”, (SCI-460), Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2013, ISBN: 978-3-642-34951-5, pp. 167-187.

3. Лунтовський А. О. Розподілені сервіси телекомунікаційних мереж та повсюдний комп'ютинг і Cloud-технології / А. О. Лунтовський, М. М. Климаш, А. І. Семенко. – Львів: Львівська політехніка, 2012. – 368 с.

4. Блэк Ю. Сети ЭВМ: протоколы стандарты, интерфейсы / Ю. Блэк. – Москва : Мир, 1990. – 506 с.
5. Recommendation ETSI 3G TS 29.002 version 3.3.0. – ETSI, 1999. – 1226 p.
6. Q. 1711: Network functional model for IMT-2000 // Series Q: switching and signaling. – Geneva: ITU-T, 1999. – 67 p.
7. Q. 1208: General Aspects of the Intelligent Network Application Protocol // Series Q: switching and signaling. – Geneva: ITU-T, 1997. – 9 p.
8. Безир Х. Цифровая коммутация / Х. Безир, П. Хойер, Г. Кеттлер ; перевод с немецкого под ред. В. В. Штрагера. – Москва : Радио и связь, 1984. – 264 с.
9. Боккер П. ISDN. Цифровая сеть с интеграцией служб. Понятия, методы, системы / П. Боккер. – Москва : Радио и связь, 1991. – 304 с.
10. E. 713 (10/92): Control Plane Traffic Modeling // Series E: Telephone Network and ISDN Quality of Service, Network Management and Traffic Engineering. – Geneva: ITU-T, 1993. – 10 p.
11. M.3010: Principles for a Telecommunications Management Network // Series M: TMN and Network Maintenance: International Transmission Systems, Telephone Circuits, Telegraphy, Facsimile And Leased Circuits. – Geneva: ITU-T, 2000. – 44 p.
12. Домаскін О. М. Формалізація вимог користувачів до телекомунікаційних мереж: автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук : 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі / Олег Михайлович Домаскін ; Міністерство освіти і науки України, Національний університет «Львівська політехніка». – Львів, 2015. – 24 с. – Бібліографія: с. 17–18 (16 назв).
13. Демидов І. В. Моделювання процесів обслуговування потоків запитів у розподілених сервісних мережних архітектурах / І. В. Демидов, П. О. Гуськов, Мухамед Мехді Ель Хатрі // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2015. – №5(39). – С. 44-51.
14. Демидов І. В. Дослідження імовірнісних характеристик трафіку опорно-транспортної підсистеми мережі мобільного зв'язку / І. В. Демидов, М. М. Климаш, П. О. Гуськов, Мухамед Мехді Ель Хатрі // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2015. – №6(40). – С. 11-18.

Автори статті

Демидов Іван Васильович – кандидат технічних наук, доцент кафедри телекомунікацій, Національний університет «Львівська політехніка». Тел. +380 (99) 371 58 54. E-mail: demydov@lp.edu.ua

Мухамед Мехді Ель Хатрі – аспірант кафедри телекомунікацій, Національний університет «Львівська політехніка». Тел.: +380 (93) 438 14 01. E-mail: lviv.polytechnique@hotmail.fr

Укаблі Юсеф – аспірант кафедри телекомунікацій, Національний університет «Львівська політехніка». Тел.: +380 (32) 258 24 44. E-mail: tk@lp.edu.ua

Authors of the article

Demydov Ivan Vasylyovych – candidate of sciences (technical), associate professor at telecommunications department, Lviv Polytechnic National University. Tel. +380 (99) 371 58 54. E-mail: demydov@lp.edu.ua

Mohamed Mehdi El Hatri – postgraduate student of telecommunications department, Lviv Polytechnic National University. Tel. +380 (93) 438 14 01. E-mail: lviv.polytechnique@hotmail.fr

Oukabli Youssef – postgraduate student of telecommunications department, Lviv Polytechnic National University. Tel. +380 (32) 258 24 44. E-mail: tk@lp.edu.ua

Дата надходження в редакцію: 09.01.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. М. М. Климаш

УДК 681.324

Бондаренко В. Є., докт. техн. наук

ЗАДАЧА ПОБУДОВИ ЗАМКНУТИХ СИСТЕМ ТА ЇЇ РЕАЛІЗАЦІЯ ДЛЯ СИНТЕЗУ ЖИВУЧИХ КІЛЬЦЕВИХ ТРАНСПОРТНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ

Bondarenko V. Ye. The task of closed systems building and its implementation for the synthesis of survivable ring transport telecommunications networks. The paper is put the problem of a closed systems building. In a frame of this task inserts a lot of technical and economic problems, particularly the problem of the synthesis of survivable transport telecommunications network, which consists of ring elementary structures, taking into account the cost of providing survivability. On the basis of the proposed model, is built the new method of synthesis of survivable ring telecommunications transport networks. The proposed methodology is based on a model that can be embedded in a framework of non-linear Boolean programming. The model has two criteria – maximize survivability (subjective probability of the network at the destructive effects) and minimizing the cost of network equipment. To simplify the implementation of models, these two criteria are combined into one. The methodology also takes into account the cost of the equipment to ensure survivability. The paper provides examples of the synthesis of ring telecommunication transport networks.

Keywords: closed system, survivability, telecommunication network, Boolean programming

Бондаренко В. Є. Задача побудови замкнених систем та її реалізація для синтезу живучих кільцевих транспортних телекомунікаційних мереж. В роботі формулюється задача побудови замкнених систем і пропонується математична модель, яка дозволяє отримати її рішення. Розглянута задача синтезу і моделювання живучої транспортної телекомунікаційної мережі, яка складається з кільцевих елементарних структур з врахуванням вартості забезпечення живучості. Модель має два критерії – максимізація живучості (суб'єктивної ймовірності функціонування мережі) і мінімізація вартості обладнання мережі. Для спрощення реалізації моделі, ці два критерії об'єднані у один.

Ключові слова: замкнута система, живучість, комп'ютерна мережа, булеве програмування

Бондаренко В. Е. Задача построения замкнутых систем и ее реализация для синтеза живучих кольцевых транспортных телекоммуникационных сетей. В работе формулируется задача построения замкнутых систем и предлагается математическая модель, которая позволяет получить ее решение. Рассмотрена задача синтеза и моделирования живучей транспортной телекоммуникационной сети, которая состоит из кольцевых элементарных структур с учетом стоимости обеспечения живучести. Модель имеет два критерия – максимизация живучести (субъективной вероятности функционирования сети) и минимизация стоимости оборудования сети. Для упрощения реализации модели эти два критерия объединены в один.

Ключевые слова: замкнутая система, живучесть, компьютерная сеть, булево программирование

Вступ. В ХХІ сторіччі телефонна мережа загального користування, мережа мобільного зв'язку, мережа документального електров'язку почали зближуватися з утворенням конвергентного інформаційного середовища. Це зближення приводить до об'єднання цих мереж і утворення єдиної мережі нового покоління NGN (Next Generation Network) [1-3]. При відповідній апаратній підтримці мережі з пакетною комутацією, використовуючи сучасні технології MPLS, IP-MPLS, PON, WiMAX та ін., можливо реалізувати концепцію єдиного, конвергентного середовища передачі мультимедійного трафіку – цифрових даних, голосової телефонії, телебачення і т. п.

Однією з перспективних пакетних технологій побудови транспортних телекомунікаційних мереж є MPLS (Multiprotocol Label Switching) технологія і її модифікації IP/MPLS, MPLS-TP.

Мережа, побудована за технологією MPLS (Рис. 1), є ієрархічною і має дворівневу архітектуру. Перший рівень ієрархії опорної мережі (ядра мережі) складається з маршрутизаторів LSR (Label Switch Routers), які здійснюють комутацію по мітках. У якості LSR-маршрутизаторів застосовуються комутуючі Р-маршрутизатори (маршрутизатори провайдера), які поєднують в собі функції маршрутизатора IP і комутатора. На другому рівні ієрархії у периферійній або пограничній частині мережі провайдера знаходяться PE (Provider Edge) – маршрутизатори, до яких підключаються мережі користувачів транспортних послуг. Таке підключення виконується через крайові пристрої клієнта CE (Customer Edge).



Рис. 1. Мережа провайдера на основі технології MPLS.

P-маршрутизатори визначають топологію мережі, будують свої таблиці комутації міток, вибирають ефективні шляхи проходження пакетів і, крім того, забезпечують комутацію трафіку по мітках і таблицях комутації.

Слід відзначити, що телекомунікаційна мережа весь час зазнає деструктивних впливів соціально-фізичного середовища, в якому вона функціонує [4]. Тому актуально стоїть проблема розробки живучих телекомунікаційних мереж, які здатні протидіяти таким впливам, зберігаючи свою працездатність. Особливо важливий є перший рівень ієрархії ядра мережі, який, як правило, являє собою кільцеву складову мережі.

Крім того, при проектуванні живучої телекомунікаційної мережі завжди існує протиріччя між рівнем живучості мережі і її вартістю, тому в роботі пропонується подальший розвиток моделі [5], яка має два критерії, за якими виконується синтез мережі – максимізація живучості (суб'єктивної ймовірності функціонування мережі при деструктивних впливах) і мінімізація вартості обладнання мережі. Для спрощення реалізації моделі, ці два критерії об'єднані у один.

Побудова замкнених систем. Нехай існує n приладів (вузлів мережі), кожен i -ий вузол з яких має S_i інформаційних виходів виду ψ_{ik} , де $k=1,2,\dots, S_i$ – вид виходу, i – номер вузла $i=1,2,\dots, n$. Крім того, кожен вузол i має R_i входів виду φ_{ij} , де $j=1,2,\dots, R_i$ – вид входу i -го вузла.

Треба відзначити, що мережа будується таким чином, що вихід деякого вузла може бути приєднаний до входу іншого вузла тільки тоді, коли вид виходу співпадає з видом входу іншого вузла. Тобто k -ий вихід i -го вузла може бути приєднаний до j -го входу q -го вузла тільки тоді, коли $\psi_{ik}=\varphi_{qj}$.

Замкнута система являє собою таку множину вузлів, кожен вихід яких є входом для деякого вузла з цієї множини і навпаки кожен вхід будь-якого вузла пов'язаний з деяким виходом якогось вузла з цієї множини.

Будемо вважати, що мережна система буде мати найвищу живучість коли вона буде сформована з таких приладів, які використовуються повністю, тобто по можливості кожен вихід і вхід кожного вузла має бути задіяний. Це пояснюється тим, що незадіяні входи і виходи вузлів, оскільки з них немає ніякої користі для роботи мережі, можна трактувати як несправні.

Тоді задача побудови живучої системи може бути сформульована так. Знайти з даних n приладів такі T приладів ($T \leq n$), які б не мали незадіяних входів і виходів.

Для рішення сформульованої задачі, введемо змінну

$$X_i = \begin{cases} 1 - \text{якщо } i\text{-й прилад включено до мережі,} \\ 0 - \text{якщо } i\text{-й прилад не включено до мережі.} \end{cases}$$

Тоді для мережі має місце співвідношення.

$$\sum_{i=1}^n D_{ij} X_i = \sum_{i=1}^n B_{ij} X_i, \quad (1)$$

де $j=1,2,\dots,m$ – загальна кількість видів виходів; $i=1,2,\dots,n$ – загальна кількість приладів;

$$D_{ij} = \begin{cases} 1 - \text{якщо } i\text{-й пристрій має вихід } j\text{-го виду,} \\ 0 - \text{якщо } i\text{-й пристрій не має вихід } j\text{-го виду;} \end{cases}$$

$$B_{ij} = \begin{cases} 1 - \text{якщо } i\text{-й пристрій має вхід } j\text{-го виду,} \\ 0 - \text{якщо } i\text{-й пристрій не має входу } j\text{-го виду.} \end{cases}$$

Отже сформульована проблема може бути описана такою задачею булевого програмування: знайти максимум цільової функції (2) при обмеженнях (3):

$$V = \sum_{i=1}^n a_i X_i \rightarrow \max, \quad (2)$$

$$\sum_{i=1}^n C_{ij} X_i = 0, \quad j=1,2,\dots,m, \quad \text{де } C_{ij} = D_{ij} - B_{ij} = \begin{cases} 1 - \text{якщо } i\text{-й прилад має вихід } j\text{-го виду,} \\ -1 - \text{якщо } i\text{-й прилад має вхід } j\text{-го виду,} \\ 0 - \text{у решті випадків.} \end{cases} \quad (3)$$

Крім того, a_i – ваговий коефіцієнт, який можна трактувати як бажаність включення i -го приладу в мережу.

Може виникнути потреба сформулювати мережу не більше ніж з L приладів. У цьому разі, до задачі (2)-(3) необхідно додати таке обмеження.

$$\sum_{i=1}^n X_i \leq L. \quad (4)$$

Можливо, в процесі рішення задачі (2)-(4) доцільно перейти від задачі булевого програмування до загальної задачі математичного програмування. Для цього до задачі (2)-(4)

необхідно додати замість $X_i = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$ наступне обмеження:

$$X_i(1-X_i)=0, \quad i=1,2,\dots,n. \quad (5)$$

В процесі рішення задачі стандартним пакетом для пошуку рішення задач математичного програмування, може скластися ситуація коли кількість обмежень задачі більша за допустиме для пакета програм. В цьому разі, всі обмеження можна звести до двох обмежень такого типу:

$$\sum_{i=1}^n |X_i(1-X_i)| = 0; \quad \sum_{j=1}^m \left| \sum_{i=1}^n c_{ij} X_i \right| = 0. \quad (6)$$

Вирішення задачі (2)-(5) може бути виконано будь-яким методом умовної нелінійної оптимізації, наприклад, запропонованим автором [6].

Для прикладу побудови замкнутої системи, розглянемо задачу обміну картин для колекціонерів.

Задача 1. (Задача обміну для колекціонерів). Нехай є n колекціонерів картин, кожен з яких має деякий набір картин з множини картин потужністю m . Кожен колекціонер готовий віддати цей набір картин, які він має, але бажає замість них отримати інший набір картин. Знайти таку групу колекціонерів, які були б задоволені обміном, тобто віддали картини, які вони хотіли віддати і отримали картини, які вони хотіли отримати.

Нехай є 4 колекціонери (1,2,3,4) $n=4$ і шість картин (a, b, c, d, e, f) $m=6$. Побудуємо матрицю виходів $|D_{ij}|$. Тобто визначимо картини, які бажає віддати при обміні кожний колекціонер. Така матриця наведена у Табл. 1. Як видно з Табл. 1, перший колекціонер готовий віддати картини a, b, c; другий – d, f; третій – e, a четвертий – a, b.

Далі визначимо картини, які бажає отримати при обміні кожний колекціонер. Така матриця наведена у Табл. 2.

Матриця виходів $|D_{ij}|$ Табл. 1

		Картини					
		a	b	c	d	e	f
Колекціонери	1	1	1	1			
	2				1		1
	3					1	
	4	1	1				

Матриця входів $|B_{ij}|$ Табл. 2

		Картини					
		a	b	c	d	e	f
Колекціонери	1				1	1	
	2	1					
	3		1	1			1
	4			1			1

Як видно з Табл. 2, перший колекціонер бажає отримати картини d, e; другий – a; третій – b, c, f; четвертий – c, f.

Нехай a_i – вагові коефіцієнти, які можна трактувати як бажаність включення i -го колекціонера у групу обміну (замкнуту систему) дорівнюють 1, тобто ні один колекціонер не має привілей над іншими.

Вирішуючи задачу (2)-(3), отримуємо замкнуту систему обміну картин групою колекціонерів, яка наведена на Рис. 2.

Як видно, в групу обміну не потрапив четвертий колекціонер.

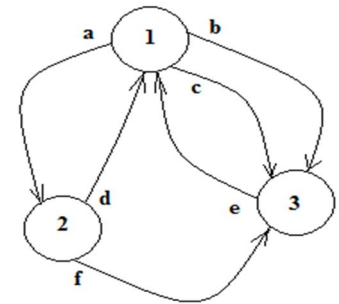


Рис. 2. Замкнута система обміну картин

Модель синтезу структури кільцевої транспортної телекомунікаційної мережі

В рамки задачі побудови замкнутих систем вписуються багато проблем техніки і економіки. Одна з таких проблем це проблема синтезу структури кільцевої транспортної телекомунікаційної мережі.

Нехай X_i – невідомі пристрої кільцевої складової телекомунікаційної мережі, наприклад, LSR-маршрутизатори (комутуючі Р-маршрутизатори) задаються так:

$$X_i = \begin{cases} 1 - \text{якщо } i\text{-й маршрутизатор включено до кільцевої структури,} \\ 0 - \text{якщо } i\text{-й маршрутизатор не включено до кільцевої структури.} \end{cases}$$

Тоді для кільцевої структури має місце таке співвідношення.

$$\sum_{i=1}^n D_{ij} X_i = \sum_{i=1}^n B_{ij} X_i ,$$

де $D_{ij} = \begin{cases} 1 - \text{якщо } i\text{-й пристрій має вихід } j\text{-го виду,} \\ 0 - \text{якщо } i\text{-й пристрій не має вихід } j\text{-го виду;} \end{cases}$

$$B_{ij} = \begin{cases} 1 - \text{якщо } i\text{-й пристрій має вхід } j\text{-го виду,} \\ 0 - \text{якщо } i\text{-ий пристрій не має входу } j\text{-го виду.} \end{cases}$$

Побудуємо матрицю $C_{ij} = D_{ij} - B_{ij} = \begin{cases} 1 - \text{якщо } i\text{-й маршрутизатор має вихід } j\text{-го виду,} \\ -1 - \text{якщо } i\text{-й маршрутизатор має вхід } j\text{-го виду,} \\ 0 - \text{у решті випадків.} \end{cases}$

Сформульована проблема може бути описана такою задачею булевого програмування (7)-(9), а саме – максимізувати функцію живучості V :

$$V = \prod_{i=1}^n a_i X_i \rightarrow \max , \tag{7}$$

де a_i – суб'єктивна ймовірність функціонування i -го пристрою при деструктивних впливах зовнішнього середовища [7]; n – кількість LSR-маршрутизаторів, що включені в кільцеву структуру мережі; m – кількість видів входів LSR-маршрутизаторів.

У виразі (7) у добуток не включаються $X_i = 0$. Будемо вважати, що для LSR-маршрутизаторів усі порти вводу/виводу мають однаковий тип, а обмеженнями є

$$\sum_{i=1}^n C_{ij} X_i = 0, \quad j=1,2,\dots,m, \quad \text{де } m \neq 1. \quad (8)$$

Якщо необхідно максимізувати живучість при мінімальній вартості обладнання, то

замість (8) використовується вираз
$$V = \frac{\prod_{i=1}^n a_i X_i}{\sum_{i=1}^n s_i X_i} \rightarrow \max, \quad \text{де } s_i - \text{вартість } i\text{-го маршрутизатора}$$

в кільцевій структурі мережі.

Іноколи існує потреба включити до кільцевої телекомунікаційної мережі не більше ніж L маршрутизаторів. У цьому випадку, до обмеження (8) необхідно додати обмеження

$$\sum_{i=1}^n X_i \leq L. \quad (9)$$

За моделлю (7)-(9) була розрахована живучість різних варіантів міської транспортної телекомунікаційної мережі (Рис. 3.), побудованої на основі MPLS-технології. Як правило, такі мережі будуються за кільцевою топологією на основі оптоволоконних магістральних ліній, використовуючи LSR-маршрутизатори і мають радіально-ієрархічні відгалуження. Для розглянутих прикладів матриці виходів і входів представлені в Табл. 3-4.

Таким чином, умова (8) означає, що кожний вихід кожного пристрою має слугувати входом для якогось іншого пристрою. В розрахованих варіантах кільцевої структури максимальна кількість LSR-маршрутизаторів в кільці має бути не більше за 4. Суб'єктивна ймовірність живучості кожного блоку – p . Загальна живучість кільцевих структур – V .

Матриця виходів $|D_{ij}|$ Табл. 3

		Номери портів виходів пристроїв				
		1	2	3	4	5
Номери пристроїв	1	1				
	2		1			
	3			1		
	4				1	
	5	1	1			
	6		1		1	

Матриця входів $|B_{ij}|$ Табл. 4

		Номери портів входів пристроїв				
		1	2	3	4	5
Номери пристроїв	1					
	2	1				
	3		1			
	4			1		
	5		1		1	
	6		1	1		

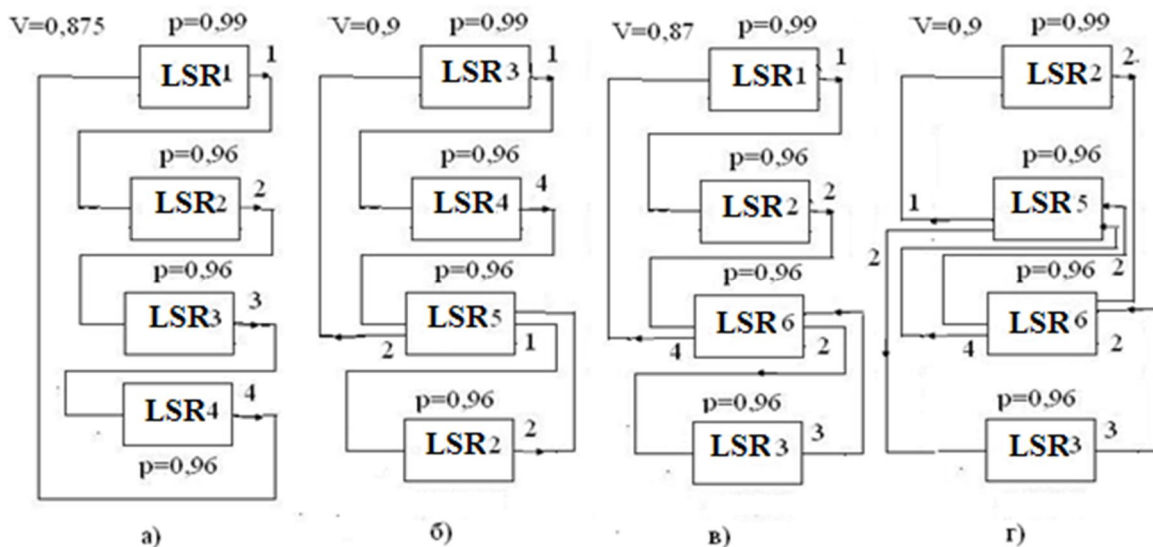


Рис. 3. Варіанти кільцевої структури міської транспортної телекомунікаційної мережі

Проектування телекомунікаційної мережі міста Роздільна

Розглянемо аналіз живучості телекомунікаційної мережі, що проектувалася для міста Роздільна [8]. Основні характеристики міста Роздільна такі:

- Область:** Одеська ;
- Район:** Роздільнянський;
- Місто:** Роздільна;
- Населення:** 17615 чол.;
- Щільність населення:** 2447 чол./кв.км.;
- Висота над рівнем моря:** 134 м.;
- Територія:** 27.2 кв. км. з довколишніми селами.

Було розглянуто декілька варіантів кільцевої структури транспортної мережі міста, два з яких є основними. На Рис. 4. представлено одинарне двонаправлене кільце, а на Рис. 5. – подвійне двонаправлене кільце.



Рис. 4. Кільцева структура транспортної мережі міста Роздільна



Рис. 5. Подвійна кільцева структура транспортної мережі міста Роздільна

Метою проекту була розробка мережі міста, яка здатна забезпечити інтеграцію послуг традиційних телекомунікацій і Інтернету. Для побудови транспортної мережі на базі MPLS-технології використовується двонаправлене кільце зі 100% резервуванням у разі аварії на ділянках кільця.

На основі моделі (7)-(9), отримали живучість кільцевої структури на Рис. 4 на рівні $V=0,93$, а живучість кільцевої структури на Рис. 5 на рівні $V=0,96$. Однак, вартість обладнання у цьому випадку була на 30% вищою, тому було прийняте рішення включити в проект кільцеву транспортну структуру, наведену на Рис. 4.

Висновки

В роботі сформульована задача побудови замкнутих систем, а також запропонована математична модель для її вирішення. На основі запропонованої моделі будується нова методика синтезу живучої кільцевої телекомунікаційної транспортної мережі. Запропонована методика базується на моделі, яка вкладається в рамки задачі нелінійного булевого програмування. Модель має два критерії – максимізація живучості (суб'єктивній ймовірності функціонування мережі при деструктивних діях) і мінімізація вартості устаткування мережі. Для спрощення реалізації моделей, ці два критерії об'єднано в один.

На основі вищезгаданої моделі, в роботі розроблена модель синтезу живучої транспортної телекомунікаційної мережі з врахуванням вартості обладнання.

Модель дозволить синтезувати перший рівень ієрархії опорної мережі (ядра мережі), побудованої за технологією MPLS, яка складається з маршрутизаторів LSR (Label Switch Routers), що комутують по мітках.

Література

1. Величко В. В. Телекоммуникационные системы и сети : учебное пособие. – В 3-х томах. Том 3. – Мультисервисные сети / В. В. Величко, Е. А. Субботин, В. П. Шувалов, А. Ф. Ярославцев; под ред. проф. В. П. Шувалова. – Москва : Горячая линия – Телеком, 2005. – 502 с.
2. Гургенидзе А. Т. Мультисервисные сети и услуги широкополосного доступа / А. Т. Гургенидзе, В. И. Кореш. – Москва : Наука и техника, 2003. – 400 с.
3. Гольдштейн Б. С. Сети связи : учебник для ВУЗов / Б. С. Гольдштейн, Н. А. Соколов, Г. Г. Яновский. – Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2010. – 400 с.
4. Птицын Г. А. Живучесть динамических систем связи / Г. А. Птицын ; под ред. Петракова А. В. – Москва : МГУСИ, 2008. – 98 с.
5. Бондаренко В. Є. Система-порадник для побудови топології живучої комп'ютерної мережі / В. Є. Бондаренко // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2014. – № 5(33). – С. 65-72.
6. Бондаренко В. Е. Статистический метод поиска экстремума с детерминированным обучением / В. Е. Бондаренко // Гибридные вычислительные машины и комплексы. – 1989. – Вып. 12. – С. 40-45.
7. Бондаренко В. Є. Елементи суб'єктивної теорії ймовірностей для оцінки можливості шкідливих впливів і деструктивних дій в комп'ютерних мережах / В. Є. Бондаренко // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2014. – № 4(32). – С. 17-21.
8. Бондаренко В. Є. Теоретичні основи забезпечення живучості телекомунікаційних мереж на основі числення семантичних структур : дисертація доктора технічних наук ; спеціальність 05.12.02 – Телекомунікаційні системи та мережі / В. Є. Бондаренко – Київ: Державний університет телекомунікацій, 2015. – 306 с.

Автор статті

Бондаренко Віктор Євгенович – доктор технічних наук, професор кафедри комп'ютерних систем та мереж, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел.: +380 (99) 520 62 19. E-mail : victorbondarenko@ukr.net

Author of the article

Bondarenko Victor Yevhenovych – doctor of sciences (technical), professor at computer systems and networks department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel.: +380 (99) 520 62 19. E-mail : victorbondarenko@ukr.net

Дата надходження в редакцію: 22.01.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. К. С. Козелкова

РОЗРОБКА МЕТОДИКИ ПОБУДОВИ МЕРЕЖЕВОЇ СИСТЕМИ СУПУТНИКОВОЇ ЕКОЛОГІЧНОЇ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ДИСТАНЦІЙНОГО МОНІТОРИНГУ ЗЕМЛІ

Gavrylko Ye. V. Construction method development of environmental satellite network system telecommunication system of remote monitoring of the Earth. The method of constructing the network system of environmental satellite telecommunication system of remote monitoring of the Earth, which unlike the known topological placement takes into account the spacecraft orbital grouping many satellite systems for environmental monitoring.

Keywords: telecommunication network, satellite telecommunications system, spacecraft, remote monitoring of the Earth

Гаврилко Є. В. Розробка методики побудови мережевої системи супутникової екологічної телекомунікаційної системи дистанційного моніторингу Землі. Розроблено методику побудови мережевої системи супутникової екологічної телекомунікаційної системи дистанційного моніторингу Землі, яка на відміну від відомих враховує особливості топологічного розміщення космічних апаратів багатосупутникової системи орбітального угруповання для проведення екологічного моніторингу.

Ключові слова: телекомунікаційна мережа, супутникова телекомунікаційна система, космічний апарат, дистанційний моніторинг Землі

Гаврилко Е. В. Разработка методики построения сетевой системы спутниковой экологической телекоммуникационной системы дистанционного мониторинга Земли. Разработана методика построения сетевой системы спутниковой экологической телекоммуникационной системы дистанционного мониторинга Земли, в отличие от известных учитывает особенности топологического размещения космических аппаратов багатосупутниковой системы орбитальной группировки для проведения экологического мониторинга.

Ключевые слова: телекоммуникационная сеть, спутниковая телекоммуникационная система, космический аппарат, дистанционный мониторинг Земли

1. Вступна частина. В останні роки бурхливий розвиток зазнають телекомунікаційні системи та мережі. Одним з перспективних напрямів є розвиток супутникових телекомунікаційних систем і мереж. Одним з напрямків їх вдосконалення є перехід від використання супутників зв'язку, розміщених на геостационарній і високо еліптичних орбітах, до ефективних і маловартісних низькоорбітальних супутникових телекомунікаційних систем. Це дозволяє реалізувати глобальну мережу зв'язку для обслуговування споживачів, що знаходяться на поверхні Землі і в навколосупутниковому просторі, та забезпечити надвисоку оперативність системи.

Актуальним напрямом розвитку таких супутникових телекомунікаційних систем є органічне поєднання їх в комплекси з засобами дистанційного моніторингу Землі для виконання тематичних завдань. Виходячи з цього побудова супутникових екологічних телекомунікаційних систем (СЕТС) дистанційного моніторингу Землі (ДМЗ) є важливим і актуальним напрямом розвитку сучасних телекомунікацій.

Проблематиці побудови супутникових телекомунікаційних систем та супутникових каналів передачі інформації присвячено ряд наукових досліджень Волосяка В. К., Лукашевича Е. Л., Капитонові Н. В. Хижниченка В. И. Гарбука С. В., Гершензона В. Е. Можаява Г. В., Козелкова С. В, Козелкової К. С. та інш. [1-5].

На основі аналізу робіт відомих вчених та літературних джерел можна зробити *наступні висновки*. Сучасні супутникові телекомунікаційні системи є складною системою, які потребують стійкого зв'язку. Тому питання утворення міжсупутникових телекомунікаційних мереж є актуальним і невирішеним.

Метою роботи є розробка методики побудови мережі в супутниковій екологічній телекомунікаційній системі дистанційного моніторингу Землі.

2. Розробка моделі. В ході проведених досліджень встановлено, що відомі підходи створення моделей функціонування мереж, реалізовані у межах теорії масового обслуговування і напівмарковських процесів, не відповідають вимогам до супутникових телекомунікаційних систем через значного збільшення розмірності задачі і неможливості їх практичної реалізації.

В ході проведення дослідження методом аналізу ієрархій за показниками «ефективність» встановлено, що орбітальне угруповання супутникової екологічної телекомунікаційної системи доцільно утворювати за варіантом, наведеним на Рис. 1.

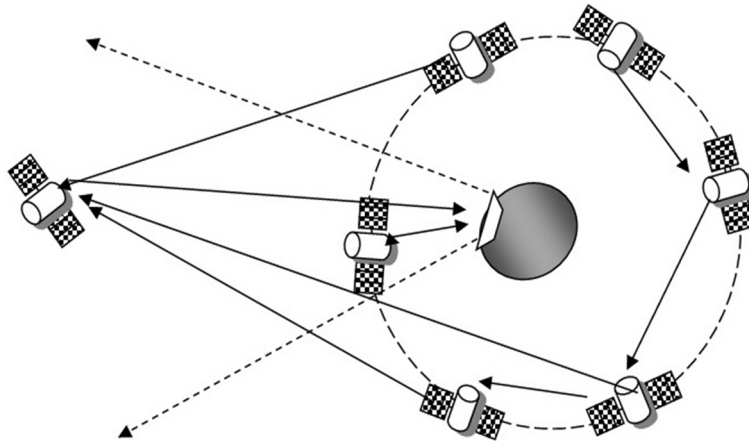


Рис. 1. Варіант побудови СЕТС ДМЗ за принципом замкнутого циклу «КА - КА - СЗв - ЦУ-КА -...».

Одним з найбільш конструктивних підходів розв'язання проблематики статті є застосування і розвиток дифузійних методів апроксимації дискретних процесів передачі інформації. Відомо, що для повного опису системи масового обслуговування необхідно вирішити систему з $N+1$ диференціальних рівнянь, де N – число станів (кількість повідомлень) обслуговуючого приладу космічних апаратів (КА) в циклі організації зв'язку КА – КА -КА-СЗв- ЦУ КА).

При числі КА в орбітальному угрупованні кілька десятків і сотень, кількості станів вузлів на КА буде занадто велике. А надходження інформації від елементів екологічного моніторингу ДМЗ або занадто велике (спектральні знімки) або занадто малі та часті за надходженням в часі (радіологічні заміри) виникає проблемам лавинообразного збільшення запитів на лінію зв'язку.

Тому визначення мережі супутникової телекомунікаційної системи на сьогодні є складною і малодослідженою і є науковою задачею дослідження. Для розв'язання наукової задачі в роботі використано дифузійну апроксимацію.

Дифузійна апроксимація дозволяє істотно знизити розмірність задачі, причому її точність при описі функціонування системи в умовах значних завантажень каналів вельми висока. Визначивши параметри зсуву і дифузії процесу, апроксимуючого стан телекомунікаційного вузла на КА, можна для кожного вузла мережі одержати рівняння Фоккера - Планка - Колмогорова. А рішення даного рівняння при нормальній апроксимації перехідної щільності ймовірності дає відповідні результати для опису стану вузла в умовах змінного навантаження.

Маючи дифузну модель функціонування одного вузла на КА, і використовуючи матрицю суміжності, можна отримати багатовимірне диференціальне рівняння, що є за своєю метою стану мережі. Обсяги обчислення, пов'язаних з реалізацією такої моделі, є малими, що є перевагою такого методу.

Для вирішення наукового завдання апроксимації дискретних процесів дифузними методами розглянемо два процеси:

- $\{X(t, u, \Theta)\}$, елементи якого залежать від кроку і такту Θ , що представляють собою відстані між можливими значеннями координати X і часу t .
- $\{X(t, u)\}$, елементи якого залежать тільки від кроку при безперервному часу.

Ланцюг $X(t, u, \Theta)$ і дискретний процес $X(t, u)$ задані на просторах координати і часу, що позначаються відповідно u_1, u . У процедурі апроксимації крок u пробігає послідовність значень u_k ($k=1, 2, \dots$), $u_{k+1} < u$, що належать інтервалу (Θ, u_1) , де u_1 – крок початкового процесу, частіш за все рівний 1.

Керуючої змінної в процедурі є саме крок u , в залежності від якого змінюються інші параметри процесів $X(t, u, \Theta)$, $X(t, u)$ (наприклад, такт Θ_k (Θ, Θ_1)), тому індекс k нижче опущений.

Шуканим граничним процесом є дифузний процес $X(t)$, заданий на i . Безперервний випадковий процес, який має щільність ймовірності переходу $p(x, t | x_0, t_0), t > t_0$, називається дифузійним, якщо моменти

$$E[X(t+\tau) - X(t)]_n | X(t) = x = \int (y-x)^n p(y, t+\tau | x, t) dy, \quad n=1, 2, \dots \quad (1)$$

умовного приросту координати x за час t задовольняють наступним умовам.

$$M [X(t+\tau) - X(t) | X(t) = x] = \alpha(x, t)\tau + \Theta(\tau), \quad (2)$$

$$M [(X(t+\tau) - X(t))^2 | X(t) = x] = \beta(x, t)\tau + \Theta(\tau), \quad (3)$$

$$M [(X(t+\tau) - X(t))^n | X(t) = x] = \Theta(\tau), \quad n \geq 3, \quad (4)$$

де функції $\alpha(x, t)$ – коефіцієнту зносу, $\beta(x, t)$ – коефіцієнт дифузії.

Якщо при цьому існують безперервні похідні dp/dt , $d(\alpha p)/dx$, $d^2(\beta p)/dx^2$. Тоді щільність $p(x, t | x_0, t_0)$, як функція x і t задовольняє рівняння Фоккера – Планка – Колмогорова

$$\frac{dp}{dt} = - \frac{d[\alpha p]}{dx} + \frac{1}{2} \frac{d^2[\beta p]}{dx^2}. \quad (5)$$

Позначимо умовні нарощування

$$X(t+\tau, u, \Theta) - X(t, u, \Theta) | X(t, u, \Theta) = x \text{ через } \Delta X(\tau, u, \Theta) | x, \quad (6)$$

$$X(t, \tau, u) - X(t, u) | X(t, u) = x \text{ через } \Delta X(\tau, u) | x \quad (7)$$

$$X(t+\tau) - X(t) | X(t) = x \text{ через } \Delta X(\tau) | x. \quad (8)$$

Будемо шукати такі послідовності процесів $X(t, u)$ (або $X(t, u, \Theta)$), моменти збільшення яких, при $u \rightarrow \Theta$, $t \rightarrow 0$, (чи $u \rightarrow 0$, $\tau \rightarrow 0$, $\Theta \rightarrow 0$) задовольняють умовам

$$M [\Delta X(\tau, u) | x] = \alpha(x, t)\tau + \Theta(\tau), \quad (9)$$

$$M [(\Delta X(\tau, u))^2 | x] = \beta(x, t)\tau + \Theta(\tau), \quad (10)$$

$$M [(\Delta X(\tau, u))^n | x] = \Theta(\tau), \quad n \geq 3, \quad (11)$$

тобто ведуть себе при $\Theta \rightarrow 0$ так же, як моменти збільшення $X(\tau)/x$ дифузного процесу $X(t)$, що має коефіцієнт зносу і дифузії $\alpha(x, t)$ і $\beta(x, t)$ відповідно.

Після визначення коефіцієнтів зносу і дифузії необхідно довести збіжність при $u \rightarrow 0$ послідовності вихідних процесів $X(t, u, \Theta)$, $X(t, u)$ до наведеному дифузному процесу $X(t)$ з урахуванням крайових умов. Під сходимістю послідовностей $\{X(t, u, \Theta)\}$, $\{X(t, u)\}$ зазвичай розуміється слабка збіжність (або збіжність з розподілу), коли розподілу $X(t, u, \Theta)$, $X(t, u)$ сходяться до розподілу $X(t)$ в точках безперервності.

Якщо вирішується завдання наближення розподілу функціоналів від $X(x, u, \Theta)$ $X(t, u)$ відповідно розподілом функціоналу від $X(t)$, то використовуються більш сильні умови збіжності.

Розглянемо марковський процес $X(t, u)$. Він відрізняється від ланцюга тим, що зміна станів може відбуватися в будь-який момент часу: частка проводить в точці x час, розподілене по експонентному закону, потім переміщається стрибком в одну з сусідніх точок $x+u$ або $x-u$ з швидкістю переходу λ^+ та λ^- відповідно. Апроксимуємо цей процес дифузійним процесом $X(t)$. Тоді тимчасової мікроскопічної характеристикою процесу $X(t, u)$ є інтервал порядку середнього часу перебування в будь-якій точці x (середній час між стрибками)

$$\Theta_c = 1 / (\lambda^+ + \lambda^-) .$$

Приріст $\Delta X(\tau, u) | x$ за довільний час складається з двох незалежних зсувів в позитивному і негативному напрямках, які мають розподілу Пуассона з параметрами λ , що належать λ^+ τ та $\lambda^- \tau$ відповідно. Вирази для моментів збільшення мають вигляд

$$M [\Delta X(\tau, u) \mid x] = u (\lambda^+ - \lambda^-) \tau ;$$

$$M [(\Delta X(\tau, u))^2 \mid x] = u^2 (\lambda^+ - \lambda^-) \tau + [u(\lambda^+ - \lambda^-)\tau]^2 ;$$

$$M [(\Delta X(\tau, u))^3 \mid x] = u^3 \{ [(\lambda^+ - \lambda^-) \tau]^3 + 3[(\lambda^+ \tau)^2 - (\lambda^- \tau)^2] + (\lambda^+ - \lambda^-) \tau \} .$$

Прийнявши до уваги необхідні залежності від моментів збільшення (5) і (11), будемо мати

$$u(\lambda^- \lambda^+) = \alpha , u^2(\lambda^+, \lambda^-) = \beta .$$

Розглянемо дві незалежні послідовності незалежних і однаково розподілених випадкових $\{T_i^+\}$, $\{T_j^-\}$ інтервалів при $i, j=1, 2, \dots$, елементи які мають функції розподілу $A^+(t, u)$, $A^-(t, u)$, залежні від параметру $u \in (0, u_1)$.

Нехай процес $X(t, u)$ при

$$\Omega_x^u = \{ x = 0, \pm u, \pm 2u, \dots \} \text{ та } \Omega_t = \{ 0, t < \infty \}$$

управляється даними процесами відновлення в наступному розумінні: в моменти відновлення

$$S_k^+ = T_1^+ + \dots + T_k^+ (S_1^- = T_1^- + \dots + T_1^-)$$

координата X змінюється стрибком на величину кроку u . Позначимо через $N^+(t, u)$ $N^-(t, u)$ кількість відновлення за час t ; область визначення $\Omega_n^1 = \{n=1, 2, \dots\}$ цих процесів не залежить від величини u . Тоді маємо

$$X(t, u) = uN^+(t, u) - uN^-(t, u) .$$

Апроксимуємо даний процес $X(t, u)$ дифузійним процесом $X(t)$, зменшуючи разом з кроком u і математичні очікування τ_c^+ , τ_c^- інтервалів T^+ , T^- або збільшує інтенсивність $\lambda^+ = 1/\tau_c^+$, $\lambda^- = 1/\tau_c^-$.

Розглянемо приріст координати

$$\Delta X(\tau, u) = u [\Delta N(\tau, u) - \Delta N(\tau, u)] ,$$

за фіксований час τ після моменту t . Оскільки процеси $N(t, u)$ не є марковськими, розподілу збільшень $\Delta N(\tau, u)$ залежать від передісторії.

Для процесів відновлення тривалість передісторії (яку необхідно враховувати при описі розвитку процесу після моменту t) має порядок величини інтервалу між відновлення.

Тому вплив передісторії перестає позначатися на проміжках часу $\tau \gg$.

Шуканий граничний процес $X(t)$ є марковським, отже, величина τ повинна бути макроскопічними збільшенням, тобто протягом граничного переходу відношення

$$n_m^+ = \tau_m / \tau_c, \quad n_m^- = \tau_m / \tau_c,$$

повинні необмежено зростати.

Щільність ймовірності переходу за час дифузійного процесу, що має коефіцієнти зносу і дифузії α і β , є нормальною щільністю з параметрами α і $\sqrt{\beta \tau_m}$.

Щільність розподілу ймовірностей досягнення дифузійними процесами цілочисельних значень дозволяє визначити параметри залишкового часу очікування та інші характеристики вихідного потоку для кожного вузла системи. Якість апроксимації динаміки довжин черг у зазначеній телекомунікаційній системі являється високою.

Можна вважати, що в найбільш несприятливих ситуаціях похибка апроксимації не перевищує 7-10%, а середня похибка становить 1%. Що підтверджує адекватність методики.

3. Висновки. В роботі розроблено методику побудови мережевої системи супутникової екологічної телекомунікаційної системи дистанційного моніторингу Землі, яка на відміну від відомих враховує особливості топологічного розміщення космічних апаратів багатосупутникової системи орбітального угруповання для проведення екологічного моніторингу на навколосезонній низькій орбіті для забезпечення дистанційного моніторингу Землі.

Література

1. Стеклов В. К. Сучасні системи управління в телекомунікаціях / В. К. Стеклов, Б. Я. Костік, Л. Н. Беркман ; за заг.ред. В.К. Стеклова. – Київ : Техніка, 2005. – 400 с.
2. Стеклов В. К. Оптимізація та моделювання пристроїв та систем зв'язку : підруч. для вищ. навч. закл. / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман, Є. В. Кільчицький; за ред. В. К. Стеклова. – Київ : Техніка, 2004. – 576 с.
3. Лазарев В. Г. Вопросы управления распределением информации на сетях связи / В. Г. Лазарев // Дискретные автоматы и сети связи. – Москва : Наука, 1970. – С. 3-13.
4. Стеклов В. К. Підходи до ситуаційного управління телекомунікаційними мережами / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман, Л. В. Рудик, А. С. Стец // Зв'язок. – 2005. – №1. – С. 47-57.

Автор статті

Гаврилко Євген Володимирович – кандидат військових наук, старший науковий співробітник, завідувач відділом аспірантури та докторантури, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел.: +380 (67) 506 91 85. E-mail: dut.aspirantura@ukr.net.

Authors of the article

Havrylko Yevhen Volodymyrovych – candidate of sciences (military), senior researcher, head of postgraduate department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel.: +380 (67) 506 91 85. E-mail: dut.aspirantura@ukr.net.

Дата надходження в редакцію: 09.01.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. В. Г. Сайко

ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННОЙ ПОДХОД К ОЦЕНКЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ МЕШАЮЩЕГО СИГНАЛА НА РАДИОСТАНЦИЮ

Rodionov S. S. Probability-time approach to the estimation of influence of the interfering signal on the radio station. A probability of interfering signal impact (non deliberate interference) on the radio receiver is considered in the framework of a model of two random streams. Streams coincidence probability data for exponential distribution of pause durations of interfering transmitter and random switching of the receiver are presented. Functional dependence of the probability from time parameters of transmitter and receiver operation and from the coincidence interval for pulses of streams is determined. Examples of interfering signal impact efficiency estimates on radio line with different types of both the expected signal being received and interference with account of coincidence period are considered. Probability-time approach to the appearance of the interfering signal at the input of the radio and assessment of its impact can be used in the choice of methods and means to ensure electromagnetic compatibility.

Keywords: radio frequency resource, random impulsive streams, coincidence interval, indicator function, linear detector, electromagnetic compatibility

Родионов С. С. Ймовірнісно-часовий підхід до оцінки дії сигналу завади на радіостанцію. Розглядається ймовірність дії сигналу завади (ненавмисної завади) на приймач радіостанції з позицій збігу у часі двох випадкових потоків. Приводиться значення ймовірності збігу потоків для експоненціального закону щільності розподілу тривалості пауз передавача завади і довільному включенні в роботу приймача. Визначена функціональна залежність ймовірності від часових параметрів роботи передавача і приймача і від інтервалу збігу імпульсів потоку. Розглянуті приклади оцінки ефективності дії сигналу завади на радіолінії з різними видами корисного вхідного сигналу і завади з урахуванням часу збігу.

Ключові слова: радіочастотний ресурс, випадкові імпульсні потоки, інтервал збігу, індикаторна функція, лінійний детектор, електромагнітна сумісність

Родионов С. С. Вероятностно-временной подход к оценке воздействия мешающего сигнала на радиостанцию. Рассматривается вероятность воздействия мешающего сигнала (непреднамеренной помехи) на приемник радиостанции с позиций совпадения во времени двух случайных потоков. Приводится значение вероятности совпадения потоков для экспоненциального закона плотности распределения длительности пауз мешающего передатчика и произвольном включении в работу приемника. Определена функциональная зависимость вероятности от временных параметров работы передатчика и приемника и от интервала совпадения импульсов потока. Рассмотрены примеры оценки эффективности воздействия мешающего сигнала на радиолинии с различными видами принимаемого полезного сигнала и помехи с учетом времени совпадения.

Ключевые слова: радиочастотный ресурс, случайные импульсные потоки, интервал совпадения, индикаторная функция, линейный детектор, электромагнитная совместимость

Вступлення. Постановка задачі

Необходимость и актуальность проведения исследований по обеспечению совместного функционирования современных радиоэлектронных средств (РЭС) и их электромагнитной совместимости обусловлена многими факторами, среди которых основными являются [1-3]:

– широкое внедрение РЭС в различных областях народного хозяйства и, как следствие, постоянное возрастание общего числа одновременно действующих стационарных и мобильных радиотехнических устройств;

– расширение полос частот и увеличением загрузки диапазона радиочастот;

– повышение мощности радиопередатчиков и чувствительности приемников.

Состояние электромагнитной совместимости (ЭМС) работающих в группировке радиоэлектронных средств определяется их радиочастотным ресурсом (РЧР) [4],

энергетическими характеристиками передачи и приема радиосредств, видами излучаемых сигналов и методами их обработки [5, 6].

Составляющие радиочастотного ресурса, а также соответствующие энергетические характеристики РЭС в общем случае носят случайный характер [1, 7].

Дадим вероятностную оценку временной составляющей РЧР с точки зрения появления непреднамеренных помех (мешающих сигналов) на входе приемника радиолинии.

Вероятностная оценка РЧР при воздействии непреднамеренных помех

Составляющие радиочастотного ресурса, определяемые для i -го РЭС как

$$V_i = B_i S_i T_i,$$

где B_i – используемый диапазон радиочастот;

S_i – площадь заданной зоны работы РЭС;

T_i – время работы (передачи-приема информации).

При случайных включениях мешающего передатчика и приемника полезного сигнала, при возможном ослаблении радиоволн при их распространении в различных условиях местности, изменении режимов радиосвязи между РЭС в группировке и при наличии других факторов указанную оценку рассмотрим с позиции совпадения случайных импульсных потоков [7].

При условии, что потоки интервалов работы приемника i -го РЭС и передатчика j -го мешающего РЭС независимы и поток мешающего передатчика стационарен, вероятность совпадения потоков по времени обоих средств равна [1]

$$P_{\xi ij}^t = \bar{F}_j \left[\bar{t}_j + \int_0^{t_i} dy \int_0^{\infty} \varphi_j(\tau) d\tau \right]$$

где: $\bar{F}_j = \frac{1}{\bar{t}_j + \bar{\tau}_j} = \frac{1}{\int_0^{\infty} t \varphi_j(t) dt + \int_0^{\infty} \tau \varphi_j(\tau) d\tau}$ – средняя частота включения источника помех;

$\bar{t}_j, \bar{\tau}_j$ и $\varphi_j(t), \varphi_j(\tau)$ – математические ожидания длительностей импульсов и пауз мешающего передатчика и их соответствующие плотности вероятностей;

t_i – время, в течение которого приемник открыт для приема полезного сигнала.

На практике могут иметь место различные виды законов распределения плотности вероятностей пауз потока, характеризующего временной режим мешающих передатчиков.

При экспоненциальном законе плотности распределения $\varphi_j(\tau)$ пауз вероятность совпадения времени работы определяется как

$$P_{\xi ij(\xi=1)}^t = 1 - \bar{F}_j \bar{\tau}_j \exp\left(-\frac{t_k}{\tau_j}\right),$$

где t_k – интервал времени работы приемника, включаемого в произвольный момент времени.

Заметим, что значение $P_{\xi ij(\xi=1)}^t$ для других законов $\varphi_j(\tau)$ можно найти в [1].

Интервал искажения полезного сигнала помехой определяется временем совпадения $\tau_{\text{сов}}$ указанных импульсов потоков.

Считая, что функция распределения числа импульсов помехи, попадающих в интервал t_k , является распределением Пуассона, имеем следующее значение вероятности для одиночного совпадения на интервал $\tau_{\text{сов}}$ импульсов t_j и t_k [8, 9].

$$P_{\text{сов}} = 1 - e^{-\bar{F}_j(t_j+t_k-2\tau_{\text{сов}})} = \bar{F}_j(t_j + t_k - 2\tau_{\text{сов}}).$$

Рассмотрим на примерах конкретных радиолиний воздействие в течение времени $\tau_{\text{сов}}$ мешающих сигналов.

Пример 1. На вход приемника, открытого в течение t_k , поступает сигнал

$$X_{\text{вх}}(t) = S(t) + \xi(t) + \gamma(t/\tau_{\text{сов}})\eta(t),$$

где: $S(t)$ – полезный сигнал, представляющий из себя кодовую последовательность сигналов;

$\xi(t)$ и $\eta(t)$ – соответственно аддитивная помеха, поступающая вместе с полезным сигналом, и мешающий сигнал – широкополосная импульсная помеха (например, от работы дугового сварочного аппарата). При линейном входном тракте приемника помехи имеют равномерные спектральные плоскости G_ξ и G_η , нулевые средние значения и дисперсии σ_ξ^2 и σ_η^2 ;

$$\gamma\left(\frac{t}{\tau_{\text{сов}}}\right) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_k - \tau_{\text{сов}} \\ 1 & \text{при } t_k - \tau_{\text{сов}} < t < t_k \end{cases} \text{ – индикаторная функция.}$$

Будем считать, что все сигналы $S_i(t)$ имеют одинаковую энергию E_s на интервале длительности символа T_0 ортогональны, а линейный тракт приемника имеет идеальную прямоугольную характеристику с полосой пропускания по видеочастоте F_0 .

Отношение сигнал-помеха при действии только одной помехи $\xi(t)$ равно

$$q_0^2 = \frac{E_s}{G_\xi} = h^2 F_0 T_0, \quad h^2 = \frac{P_s}{\sigma_\xi^2},$$

а при действии суммарной помехи $\xi(t)$ и $\eta(t)$

$$q_1^2 = \frac{E_s}{G_\xi + G_\eta} = h_1^2 F_0 T_0, \quad h_1^2 = \frac{P_s}{\sigma_\xi^2 + \sigma_\eta^2},$$

где $P_s = \frac{E_s}{T_0}$ – средняя мощность сигнала.

Практически в любой схеме обработки при различении сигналов вероятность ошибок является монотонно убывающей функцией от отношения сигнал-помеха [5]. Обозначая через $P_E(q)$ вероятность ошибок, имеем при $q_0 > q_1$ значение $P_E(q_0) < P_E(q_1)$.

Если зафиксировать интервал совпадения

$$\tau_{\text{сов}} = kT_0,$$

то средняя вероятность ошибок приема полезного сигнала, состоявшего из N сигналов, в течение времени t_k , равного

$$t_k = NT_0$$

определяется выражением

$$\begin{aligned} P(N/k) &= (P_E(q_0)(NT_0 - kT_0) + P_E(q_1)kT_0)/(NT_0) = \\ &= P_E(q_0)(1 - k/N) + P_E(q_1)k/N. \end{aligned}$$

Приведем пример определения вероятности подавления радиоимпульса сигнала $S(t)$ с совпадающей по частоте гармонической помехой $\eta(t)$.

Вероятность $P(q_1)$ того, что результирующая амплитуда суммы сигнала к помехи окажется меньше порогового уровня U_0 ($0 \leq U_0 \leq U_s$), если сдвиг фаз между высокочастотными колебаниями импульсов является случайным и может с одинаковой вероятностью быть равным значению из интервала $0 \div 2\pi$, равна [9]

$$P(q_1) = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{1}{2} \sqrt{\frac{U_0^2 - (U_s - U_n)^2}{U_s U_n}} & \text{при } |U_s - U_n| < U_0, \\ 0 & \text{при } |U_s - U_n| \geq U_0, \end{cases}$$

где U_s и U_n – амплитуды сигнала к помехи.

Пример 2. Пусть на приемник с линейным детектором в течение времени $\tau_{\text{сов}}$ воздействует амплитудно-модулированная (АМ) помеха

$$u_n(t) = U_n[1 + m_n(t)] \cos(\omega_n t + \varphi_n)$$

при одновременном приеме полезного сигнала

$$u_c(t) = U_c[1 + m_c(t)] \cos(\omega_c t + \varphi_c),$$

где: U_n и U_c – амплитуды; $m_n(t)$ и $m_c(t)$ – модулирующие функции;

ω_n и ω_c – несущие частоты; φ_n и φ_c – начальные фазы, соответственно, помехи и сигнала.

Огибающая суммарного сигнала на входе детектора

$$\begin{aligned} U_{\text{ог}} &= K_{\text{прм}} \sqrt{U_{\text{оп}}^2 + U_{\text{ос}}^2 + 2U_{\text{оп}}U_{\text{ос}} \cos(\omega_n - \omega_c)t} = \\ &= K_{\text{прм}} \sqrt{U_{\text{оп}}^2 + U_{\text{ос}}^2} \sqrt{1 + \frac{2U_{\text{оп}}U_{\text{ос}} \cos(\omega_n - \omega_c)t}{U_{\text{оп}}^2 + U_{\text{ос}}^2}}, \end{aligned} \quad (1)$$

где: $U_{\text{оп}} = U_n[1 + m_n(t)]$ – огибающая помехи;

$U_{\text{ос}} = U_c[1 + m_c(t)]$ – огибающая сигнала;

$K_{\text{прм}}$ – коэффициент усиления приемника.

Раскладывая выражение (1) в биномиальный ряд и ограничиваясь в разложении тремя членами, что справедливо при $m_c < 1$ и $m_n < 1$, в результате преобразований получаем выражение для напряжения на выходе детектора [8, 10, 11]

$$U_d = K K_d (U_{=} + U_{\Omega c} + U_{\Omega n} + U_{\Omega \delta}), \quad (2)$$

где: $U_{=} = U_c \sqrt{1 + b^2}$ – постоянная составляющая;

$$U_{\Omega c} = \frac{U_c(2+b^2)}{2(1+b^2)^{3/2}} m_c - \text{составляющая продетектированного сигнала}; \quad (3)$$

$$U_{\Omega n} = \frac{U_n b(2b^2+1)}{2(1+b^2)^{3/2}} m_n - \text{составляющая продетектированной помехи}; \quad (4)$$

$$U_{\Omega \delta} = \frac{U_n}{\sqrt{1+b^2}} \left[1 + \frac{b^2}{1+b^2} m_c + \frac{1}{1+b^2} m_n \right] \cos \Omega \delta t - \text{составляющая биений между сигналом и помехой}; \quad (5)$$

$\Omega = \omega_n - \omega_c$ – частота биений;

$b = \frac{U_n}{U_c} > 1$ – отношение амплитуд помехи и сигнала.

Таким образом, как показывает выражение (2), подавление радиолинии происходит в общем случае вследствие маскировки сигнала продетектированной помехой (слагаемое (4)) и составляющей биений (слагаемое (5)). Кроме того, при $b > 1$ происходит непосредственное подавление в нелинейном устройстве (детекторе) сигнала помехой. Так, из (3) и (4) имеем

$$\left(\frac{U_{\Omega c}}{U_{\Omega n}} \right)_{\text{вых}} = \frac{b^2 + 2 m_c}{2b^2 + 1} \frac{1}{m_n b^2}.$$

Например, при $b = 2$ и $m_c = m_n$

$$\left(\frac{U_{\Omega c}}{U_{\Omega n}} \right)_{\text{вых}} = \frac{1}{6}.$$

Следовательно, для данных условий отношение помеха/сигнал на выходе детектора возрастает в 3 раза.

Решение об эффективности рассматриваемой помехи должно учитывать отношение $\frac{t_k}{\tau_{сов}}$ и информационную структуру полезного сигнала.

В заключение отметим следующее. При комплексной оценке ЭМС РЭС необходимо рассматривать и вероятностные показатели других составляющих РЧР, энергетические режимы работы передающей и приемной аппаратуры РЭС, а также возможности использования тех или иных средств защиты от мешающего сигнала, попадающего на вход приемника.

Литература

1. Феоктистов Ю. А. Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / Ю. А. Феоктистов, В. В. Матусов, Л. И. Башурин, В. И. Селезнев ; под ред. Ю. А. Феоктистова. – Москва : Радио и связь, 1988 – 216 с.
2. Шиллер Й. Мобильные телекоммуникации / Й. Шиллер. – Москва : Вильямс, 2005. – 192 с.
3. Родионов С. С. Адаптивный принцип защиты радиоэлектронных средств от непреднамеренных помех / С. С. Родионов, Ф. Н. Кондаков // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2015. – №4. – С. 75-79.
4. Брагин А. С. Основы управления использованием радиочастотного ресурса / А. С. Брагин. – Київ: НТУУ «КПІ», 2003. – 377 с.
5. Борисов В. Н. Помехозащищенность системы радиосвязи / В. Н. Борисов, В. М. Зинчук. – Москва, Радио и связь, 1999. – 252 с.
6. Комиссаров Ю. А. Помехоустойчивость и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / Ю. А. Комиссаров, С. С. Родионов. – Київ: Техніка, 1978. – 208 с.
7. Седякин М. Н. Элементы теории случайных потоков / М. Н. Седякин. – Москва : Сов. радио, 1965. – 262 с.
8. Вакин С. А. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки / С. А. Вакин, Л. Н. Шустов. – Москва : Сов. радио, 1968. – 418 с.
9. Горяинов В. Г. Статистическая радиотехника. Примеры и задачи. Учеб. пособие для вузов / В. Г. Горяинов, А. Г. Журавлев, В. И. Тихонов ; под ред. В. И. Тихонова. – 2-е изд. – Москва : Сов. радио, 1980. – 544 с.
10. Василевич Л. Ф. Радиоэлектронное подавление / Л. Ф. Василевич. – Киев: КВВАИУ, 1989. – 238 с.
11. Лазуткин Б. А. Радіотехнічні пристрої з компенсацією завад / Б. А. Лазуткин. – Київ : Техніка, 1972. – 116 с.

Автор статті

Родионов Сергій Сергійович – кандидат технічних наук, професор кафедри радіотехнологій, Державний університет телекомунікацій, Київ. Тел.: +380 (99) 064 61 58. E-mail: rodionov1934@mail.ru

Authors of the article

Rodionov Serhiy Serhiyovych – candidate of sciences (technical), professor at radio technologies department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel. +380 (99) 064 61 58. E-mail: rodionov1934@mail.ru.

Дата надходження в редакцію: 17.11.2015 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Дружинін В. А.

ПОТОКИ ВІДМОВ ВІДНОВЛЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ

Fedyunin S. A. Failure stream of recovering system. The problems of construction of multidimensional next generation network are considered. It is shown that main problem for these networks is a creation of a control system, which will have the reliability parameters. Concept of failure stream of restoring system are determined. The basic properties of stationary and non-stationary flows of failures are analyzed. We consider the properties of the elementary stream in which the probability of failure are determined by the Poisson distribution. We consider the recovery process – failure stream, in which mean time between failures are mutually independent and distributed with the same density. It is shown that elementary stream is an isolated case in the recovery process with exponential distribution of mean time between failures.

Ключові слова: infocommunication network, stream failure, next generation network, multidimensional system, Poisson distribution

Федюнін С. А. Потоки відмов відновлювальних систем. Розглянуті питання побудови багатовимірних інфокомунікаційних мереж майбутніх поколінь. Визначені поняття потоку відмов для систем з відновленням. Проаналізовані основні властивості стаціонарних і нестаціонарних потоків відмов. Розглянуті властивості найпростішого потоку, в якому ймовірність виникнення відмов визначається розподілом Пуассона. Визначені умови застосування найпростішого потоку для описання відмов відновлювальної системи.

Ключові слова: інфокомунікаційна мережа, потік відмов, мережа майбутніх поколінь, багатовимірна система, розподіл Пуассона

Федюнин С. А. Потоки отказов восстанавливаемых систем. Рассмотрены вопросы построения многомерных инфокоммуникационных сетей будущих поколений. Определены понятия потока отказов для систем с восстановлением. Проанализированы основные свойства стационарных и нестационарных потоков отказов. Рассмотрены свойства простейшего потока, в котором вероятность возникновения отказов определяется распределением Пуассона. Определены условия применения простейшего потока для описания отказов восстанавливаемой системы.

Ключевые слова: инфокоммуникационная сеть, поток отказов, сеть будущих поколений, многомерная система, распределение Пуассона

1. Постановка задачі. Сучасні інфокомунікаційні мережі – це не лише мережі транспорту і доступу, але ще і мережі підтримки і сервісу, тобто мережі синхронізації, сигналізації, управління, мережі передачі сигналів часу і тому подібне. Всі вони мають власні технічні і, зокрема, обчислювальні засоби і вирішують з їх допомогою поставлені завдання. В сукупності мережі транспорту, доступу, підтримки і сервісу, зрозуміло, частково взаємодіють між собою, але така взаємодія відбувається лише в міру необхідності і не розглядається як істотний принцип їх розвитку і вдосконалення в умовах автономності існування цих мереж [1-4]. Тому принцип "багато послуг – одна мережа" не лише в сучасних мережах, але і в мережах NGN в значній мірі декларативний.

Інша справа – мережі FGN. Передбачити їх архітектуру і навіть загальні принципи побудови дуже важко, але все таки аналіз тематики деяких сучасних теоретичних досліджень в області складних систем і всіляких мережевих структур дозволяє зробити деякі припущення про можливу подобу і навіть деякі особливості мереж майбутнього. Є підстава вважати, що це будуть багатовимірні мережі [5-7]. До питань теорії побудови такого роду мереж в різних областях природознавства і, у тому числі, в області телекомунікацій останніми роками виявляється значний інтерес.

2. Багатовимірність інфокомунікаційної мережі. Відомо, що багатовимірність, що розглядається як конструктивний принцип, є способом об'єднання розрізнених шляхів в єдине ціле і, відповідно, багатовимірні мережі майбутнього не обов'язково повинні мати

чітко виражене ділення на мережі транспорту, доступу і згадані мережі підтримки і сервісу [8-11]. Тому в мережах FGN, тобто в інфокомунікаційних мережах майбутнього, стане можливим за рахунок використання багатовимірної структури мережі і багатоядерних обчислювальних засобів в її вузлах забезпечувати обмін інформацією і надання всіляких послуг споживачам по майже примітивній, на перший погляд, схемі:

Споживачі (Користувачі) – Багатовимірна мережа – Споживачі (Користувачі)

При такому підході доступ, транспорт, сервіс, підтримка (синхронізація, сигналізація і т. д.) – це внутрішня справа інтегрованої мережі FGN, багатовимірної архітектури якої в принципі надає можливості спільного вирішення завдань, покладених на складові її мережі, у тому числі неординарними способами, відповідними рівню винаходів.

Можна передбачити, що для мережі майбутнього FGN найпростіше рішення, при якому мережі доступу, транспорту і різні мережі підтримки знаходяться в своїх власних, лише для них відведених, вимірах навряд чи буде кращим рішенням. Між іншим, по суті, хоч і з деякою натяжкою, таке положення якраз має місце зараз, якщо, наприклад, існуючу мережу загального користування розглядати теж як багатовимірну мережу, де в своїх власних вимірах знаходяться: транспорт, доступ і різні мережі підтримки і сервісу [2, 11-13].

Навпаки, в мережі FGN, при її спочатку і принципово багатовимірній структурі можна буде використовувати загальні ресурси цієї мережі і особливо обчислювальні ресурси різними, а, можливо, і всіма підмережами цією багатовимірною і, як правило, багаторівневою мережі. Ці можливості, а також використання на мережах багатоядерних обчислювальних засобів з пам'яттю, подібній багатовимірній пам'яті суперкомп'ютерів, безумовно, сприятиме розробці і реалізації принципів побудови багатовимірної мережі з максимальним використанням її ресурсів.

Відповідно перехід до багатовимірних мереж з максимальним використанням ресурсів, що є у них, може розглядатися як вельми істотний, якщо не головний, показник відмінності мереж FGN від сучасних мереж, у тому числі мереж NGN.

Основною проблемою для цих мереж є створення системи управління, яка буде мати визначені параметри надійності [14-17]. Як відомо, основою створення надійних систем є забезпечення властивості відновлення після відмов.

Після кожної відмови відновлювальних систем слідує її відновлення, яке проводиться заміною елемента що відмовив на ідентичний працездатний або проведенням ремонтних операцій. Також як і напрацювання до першої відмови невідновлювальної системи, моменти настання відмов відновлювальної системи є випадковими. Також випадковою є тривалість робіт по проведенню відновлення, але час відновлення, як правило, значно менше часу між відмовами, і в цьому параграфі тривалістю відновлення будемо нехтувати, вважаючи відновлення миттєвим.

3. Потік відмов. Графік функціонування відновлювальної системи при допущенні миттєвого відновлення приведений на Рис.1,а. В момент $t=0$ система починає працювати, в момент t_1 має місце перша відмова і відновлення, після чого система продовжує роботу.

В момент t_2 відбувається друга відмова і відновлення, в момент t_3 – третя відмова і відновлення і т.д. Послідовність відмов що відбуваються одна за одною у випадкові моменти часу, носить назву *потік відмов*. Поняття потоку відмов є одним з основних при розгляді систем з відновленням.

Можливі два основні способи надання потоку відмов. *Перший* спосіб полягає у вивченні деякого дискретного випадкового процесу $\eta(t)$ – числа відмов на проміжку часу $(0, t)$ [одна з можливих реалізацій $n(t)$ цього процесу подана на Рис.1,б]. *Другий* спосіб полягає у вивченні послідовності безперервних випадкових напрацювань $\xi_1 = t_1$; $\xi_2 = t_2 - t_1$; $\xi_3 = t_3 - t_2, \dots$ між відмовами.

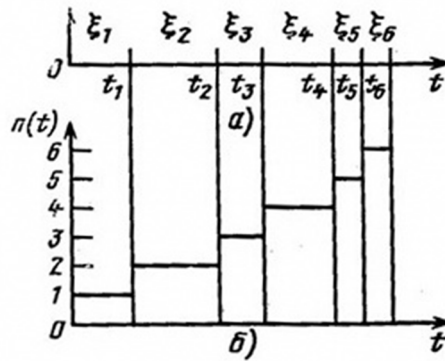


Рис.1. До визначення поняття «потік відмов»:
 а) – реалізація послідовності напрацювань між відмовами;
 б) – реалізація випадкового процесу $\eta(t)$

Зупинимося спочатку на першому способі надання потоку. Так само як і випадкову величину можна задати функцією розподілу ймовірностей прийнятих нею значень, процес $\eta(t)$ можна було б задати розподілом ймовірності всіх його реалізацій $n(t)$. Однак спроба явного надання такого розподілу пов'язана зі значними труднощами. При деяких припущеннях, про які буде сказано нижче, таке надання потоку можна суттєво спростити. Для цього розглянемо основні властивості потоків.

3.1. Основні властивості потоків. Потік називають стаціонарним, якщо закон розподілу вектору числа відмов $\eta(a+t_1)-\eta(a)$, $\eta(a+t_2)-\eta(a)$, ..., $\eta(a+t_d)-\eta(a)$ відповідно на відрізках часу $(a, a+t_1; a, a+t_2; \dots; a, a+t_d)$ залежить тільки від тривалості цих відрізків t_1, t_2, \dots, t_d , але не залежить від вибору загального моменту a початку відрізків. В іншому випадку потік називають нестаціонарним. Виконання вимог стаціонарності означає що ймовірні характеристики потоку не залежать від часу. Зокрема, закон розподілу числа відмов на будь-якому проміжку часу (t_1, t_2) не залежить від самих значень t_1 і t_2 , а залежить тільки від їх різниці t_2-t_1 .

На осі часу виділимо набір непересічних проміжків часу довжиною $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_k$ (Рис. 2) і позначимо через $\Delta \eta_1(\Delta t_1), \Delta \eta_2(\Delta t_2), \dots, \Delta \eta_k(\Delta t_k)$ випадкові величини – числа відмов на цих проміжках часу.

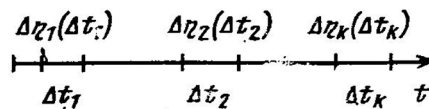


Рис. 2. До визначення поняття «післядія в потоці відмов»

Потік відмов називають *потоком без післядії*, якщо для будь-якого набору непересічних проміжків часу $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_k$ числа відмов на цих проміжках $\Delta \eta_1(\Delta t_1), \Delta \eta_2(\Delta t_2), \dots, \Delta \eta_k(\Delta t_k)$ являють собою взаємно незалежні випадкові величини. Тому, якщо маємо k непересічних проміжків часу $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_k$ і ймовірність виникнення n_1, n_2, \dots, n_k відмов протягом кожного з цих проміжків відповідно дорівнюють $p(n_1, \Delta t_1), p(n_2, \Delta t_2), \dots, p(n_k, \Delta t_k)$, то ймовірність поєднання подій (протягом відрізка часу Δt_1 виникає n_1 відмов, протягом відрізка часу Δt_2 виникає n_2 відмов і т.д.) дорівнює похідній ймовірності

$$\prod_{i=1}^k p(n_i, \Delta t_i) p(n_2, \Delta t_2) \dots p(n_k, \Delta t_k).$$

Зокрема, виконання вимоги відсутності наслідку означає, що розподіл числа відмов на будь-якому проміжку часу не залежить від реалізації потоку до та після цього проміжку часу.

Потік називають *ординарним* якщо

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{q(2, \Delta t)}{\Delta t} = 0,$$

де $q(2, \Delta t)$ – ймовірність виникнення меншою мірою двох відмов протягом проміжку часу довжиною Δt .

Ординарність означає практичну неможливість виникнення двох чи більше відмов одночасно.

Введемо деякі додаткові поняття. Провідна функція потоку визначається як математичне очікування числа відмов за час t :

$$W(t) = M[\eta(t)]. \quad (1)$$

Очевидно, що $W(t)$ – ненегативна неубутна функція. Ця функція до того ж практично завжди диференційована, та існує величина

$$\omega(t) = \frac{dW(t)}{dt}, \quad (2)$$

яку називають *параметром потоку відмов*.

Очевидно, що у стаціонарного потоку параметр $\omega(t)=\omega$, тобто є постійною величиною та не залежить від часу. Провідна функція при цьому являється лінійною функцією часу, тобто $W(t)=\omega t$.

Розглянемо, чи можна припускати виконання властивостей ординарності, стаціонарності та відсутності наслідків в потоках відмов реальних систем управління технологічними процесами.

Однотимчасні відмови декількох елементів можуть виникати через зміну умов експлуатації понад допустимих меж. Проте надійність займається вивченням поведінки системи тоді коли умови експлуатації знаходяться в допустимих межах.

Тому при описі надійності потоки відмов зазвичай можна приймати ординарними.

В той же час є ряд причин, що обумовлюють нестационарність і наслідок. Нестационарність може мати місце із-за наявності періоду приробітку після пуску системи. Однією з основних причин і нестандартності, і наслідку являється зміна в часі умов експлуатації – температури, вібрації, запиленості, кваліфікації обслуговуючого персоналу та пов'язаної з цим якості технічного обслуговування та інше (навіть в допустимих межах). Ці зміни, що відбуваються по визначеному (невипадковому) закону, призводять до нестационарності. Випадкові зміни обумовлюють наслідки, які можна пояснити наступним чином. Наприклад, при погіршенні умов експлуатації збільшується параметр потоку відмов. Умови експлуатації, отже і параметр потоку відмов не можуть змінюватись миттєво. Якщо на якому небуть відрізьку часу параметр потоку має підвищене значення, то, ймовірно, на суміжньому відрізьку параметр потоку також буде мати підвищене значення.

Наслідок може мати місце через недостатню якість відновлення, коли властивості системи не повністю регенеруються після відмови, а також в ситуації, коли відмова одного елемента викликає погіршення умов роботи інших елементів.

3.2. Властивості найпростішого потоку. Потік, що одночасно володіє властивостями стаціонарності, ординарності та відсутністю наслідків називають найпростішим або однорідним пуассонівським. В цього потоку ймовірність виникнення n відмов ($n=0, 1, 2, \dots$) на відрізьку часу довжиною t визначається розподілом Пуассона:

$$P\{\eta(t) = n\} = \frac{(at)^n}{n!} e^{-at}, \quad (3)$$

де a – параметр цього розподілу.

Розподіл Пуассона при різних значеннях at приведено на Рис.3.

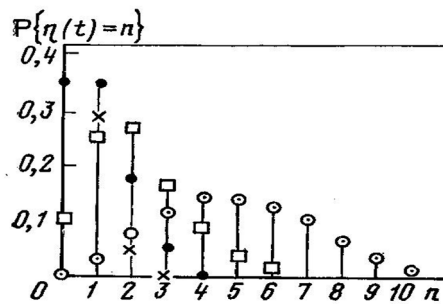


Рис. 3. Розподіл Пуассона: × – $at=0,5$; ● – $at=1$; □ – $at=2$; ○ – $at=5$.

Відповідно (1) і (3) провідна функція цього потоку визначається як

$$W(t) = \sum_{n=0}^{\infty} n \frac{(at)^n}{n!} e^{-at} = e^{-at} at \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(at)^{n-1}}{(n-1)!}.$$

Позначивши $n-1=k$, отримаємо

$$W(t) = e^{-at} at \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(at)^k}{k!} = e^{-at} ate^{at} = at.$$

Звідси видно, що $\omega=a$, тобто параметр ω у випадку найпростішого потоку дорівнює параметру a пуассонівського розподілу.

Допустимо у виразі (3) $n=0$. Тоді

$$P\{\eta(t) = 0\} = e^{-at} = e^{-\omega t}.$$

Ймовірність відмов на відрізку довжиною t дорівнює ймовірності події, що полягає в тому, що час T між відмовами більше, ніж t :

$$P\{T > t\} = e^{-\omega t}, \tag{4}$$

тобто час між відмовами підпорядковується експоненціальному закону розподілу.

Умови використання найпростішого потоку впливають з граничної теореми А. Я. Хинчина [18, 19]. Відповідно цієї теореми сума m незалежних стаціонарних та ординарних потоків при досить загальних умовах та при $m \rightarrow \infty$ прагне до найпростішого потоку. Кожна система складається з досить великого числа елементів. Якщо не можна виділити елемент з превалюючим значенням параметру потоку відмов (тобто потік відмов кожного з елементів малий) та умови експлуатації незмінні (потоки відмов кожного з елементів незалежні і стаціонарні), то можна допустити застосування найпростішого потоку для описання відмов відновлювальної системи.

3.3. Процес відновлення. Скористаємося другим способом надання потоку відмов, розглядаючи випадкові величини – напрацювання між відмовами $\xi_1, \xi_2, \xi_3, \dots$. Допустимо, що всі ці величини включаючи напрацювання до першої відмови ξ_1 , взаємно незалежні та розподілені з однією і тією ж щільністю розподілу $f(t)$. Такий потік носить назву *процесу відновлення*.

Розглянемо зв'язок між параметром потоку відмов $\omega(t)$ і щільністю розподілу $f(t)$. Попередньо відзначимо що в інтервалі $(t, t+dt)$ ймовірність відмови приблизно рівна $\omega(t)dt$.

В деякому інтервалі часу $(t, t+dt)$ відмова може мати місце при наявності однієї з двох протилежних подій:

– якщо на інтервалі $(0, t)$ до цього не було відмов і на інтервалі $(t, t+dt)$ відмова відбулася вперше;

– якщо на інтервалі $(0, t)$ відмови мали місце, при чому остання з них відбулася на інтервалі $(t-y, t-y+dt)$, а далі на інтервалі $(t-y+dt, t)$ відмов не було.

Ймовірність першої події $f(t)dt$, ймовірність відмови в інтервалі $(t-y, t-y+dt)$ приблизно рівна $\omega(y)dy$ ймовірність наступної відмови в інтервалі $(t, t+dt) = f(t-y)dt$. Враховуючи що $(0 < y < t)$, отримаємо ймовірність другої події

$$\int_0^t f(t-y)\omega(y)dydt.$$

Тоді після скорочення dt приходимо до наступного інтегрального рівняння

$$\omega(t) = f(t) + \int_0^t f(y)\omega(t-y)dy. \quad (5)$$

Параметр потоку відмов залежить від часу, і в загальному випадку процес відновлення відноситься до класу нестационарних потоків.

Вирішити рівняння (5) можна численними методами або з допомогою перетворення Лапласа. Позначимо

$$\omega^*(s) = \int_0^\infty \omega(t)e^{-st}dt; f^*(s) = \int_0^\infty f(t)e^{-st}dt$$

і врахуємо, що перетворення Лапласа згортки двох функцій має вигляд

$$\int_0^\infty \left[\int_0^t \omega(t-y)f(y)dy \right] e^{-ts}dt = \omega^*(s)f^*(s).$$

Тоді з (5) отримаємо перетворення по Лапласу значення параметру потоку відмов

$$\omega^*(s) = f^* / [1 - f^*(s)]. \quad (6)$$

На Рис. 4 наведено приблизний вигляд (крива 1) функції $\omega(t)$, що є рішенням рівняння (5) для випадку, коли $f(t)$ – щільність нормального розподілу.

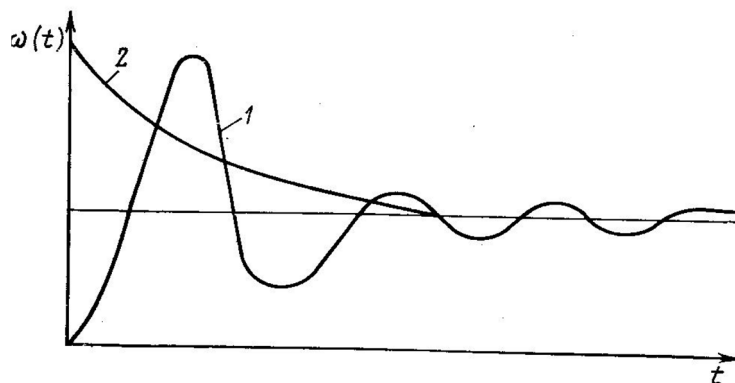


Рис. 4. Залежність параметра потоку відмов від часу:
1 – процес відновлення; 2 – неоднорідний пуассонівський потік

Одна з властивостей перетворення Лапласа полягає у граничній поведінці функції $\omega(t)$, а саме:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \omega(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \omega^*(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \int_0^\infty f(t)e^{-st}dt}{1 - \int_0^\infty f(t)e^{-st}dt} = \frac{\int_0^\infty f(t)dt}{\int_0^\infty tf(t)dt} = \frac{1}{\theta}, \quad (7)$$

де $\theta = \int_0^\infty tf(t)dt$ – математичне очікування напрацювання між відмовами (при приведених допущеннях $\theta = \tau$).

Таким чином, з (7) виходить, що параметр потоку відмов в процесі відновлення прагне до постійного значення.

Допустимо, що в процесі відновлення випадкова величина – напрацювання між відмовами має експоненціальний розподіл зі щільністю, яку описує вираз: $f(t) = \lambda e^{-\lambda t}$.

Тоді перетворення по Лапласу цієї щільності має вигляд:

$$f^*(s) = \int_0^{\infty} \lambda e^{-\lambda t} e^{-st} dt = \lambda / (\lambda + s).$$

Підставивши цей вираз в (6) отримаємо $\omega^*(s) = \frac{\lambda}{s}$ та відповідно, $\omega(t) = \lambda = const$.

Таким чином, найпростіший потік є окремим випадком процесу відновлення при експоненціальному розподілі напрацювань між відмовами.

4. Висновки. Розглянуті питання побудови багатовимірних інфокомунікаційних мереж майбутніх поколінь. Показано, що основною проблемою для цих мереж є створення системи управління, яка буде мати визначені параметри надійності.

Визначені поняття потоку відмов для систем з відновленням. Проаналізовані основні властивості стаціонарних і нестаціонарних потоків відмов. Розглянуті властивості найпростішого потоку, в якому ймовірність виникнення відмов визначається розподілом Пуассона. Розглянутий процес відновлення – потік відмов, в якому напрацювання між відмовами взаємно незалежні та розподілені з однією і тією ж щільністю розподілу. Показано, що найпростіший потік є поодиноким випадком процесу відновлення при експоненціальному розподілі напрацювань між відмовами.

В загальному випадку процес відновлення може бути використаний для систем (елементів), в яких розподіл напрацювань між відмовами не являється експоненціальним, при чому цей розподіл не залежить ні від часу, ні від порядкового номеру відмови, ні від напрацювання до попередньої відмови. Така незалежність має місце в тому випадку, коли відновлення властивостей системи після відмови є повним, а умови експлуатації не змінюються в часі.

Література

1. Варакин Л. Е. Будущее поколение инфокоммуникационных сетей – FGN / Л. Е. Варакин // XXI Международная конференция МАС-2004 «Инфокоммуникационные сети XXI века», Москва, 2004 // – Режим доступа : <http://niits.ru/public/2004/2004-039.pdf>
2. Яновский Г. Г. Конвергенция в инфокоммуникационных сетях [Электронный ресурс] / Г. Г. Яновский. – Санкт-Петербург : 2010. – 172 с. // Режим доступа : http://seti.sut.ru/admin61/editor_files/file_upload/conv_info.pdf
3. Битнер В. Н. Сети нового поколения – NGN : учебное пособие для ВУЗов / В. Н. Битнер, Ц. Ц. Михайлова. – Москва : Горячая линия – Телеком, 2011. – 226 с.
4. Bhushan N. Network densification: the dominant theme for wireless evolution into 5G / N. Bhushan, Li Junyi, D. Malladi et al. // IEEE Communications Magazine. USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers. – 2014. – Vol. 52, No. 2. – P.82-89.
5. Коновалов Г.В. Многомерные сети как философия сетей FGN // Материалы VII международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации — ПТСПИ'2007». 10-12 октября 2007. – Владимир: – 2007.
6. Gasparyan A.S. Multidimensional Matrix Networks: a New Approach to Modelling Social Networks. Abstracts // International Social Network Conference. SUNBELT, XXIII Cancun, Quantana Rao, Mexico, February 11, 2003.
7. Коновалов Г.В. Многомерные сети – будущее инфокоммуникационных сетей // Электросвязь. – 2008. – №4. – С. 28-32.

8. Maksymyuk T. Stochastic Geometry Models for 5G Heterogeneous Mobile Networks / T. Maksymyuk, M. Brych M., V. Pelishok // Smart Computing Review. – April, 2015. – Vol. 5, No. 2. – P. 89-101.

9. Максимюк Т. А. Оптимізація параметрів гетерогенних мереж мобільного зв'язку на основі фрактальної геометричної моделі / Т. А. Максимюк, М. В. Брич, М. М. Климаш // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2015. – №4(38). – С. 5-16.

10. Коновалов Г. В. Пространственные представления структур сетей синхронизации и их описание с помощью многомерных матриц / Г. В. Коновалов // Метрология и измерительная техника в связи. – 2004. – № 6.

11. Орлов Є. В. Програмно-конфігуровані мережі (SDN): архітектура, міжнародна стандартизація / Є. В. Орлов // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2014. – №4(32). – С. 85-91.

12. Коновалов Г. В. Создание виртуальных многомерно-матричных моделей сигнальных, сетевых и сигнально-сетевых структур в качестве средства для исследования материальных объектов мира информационной реальности / Г. В. Коновалов // XIII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». Том 1. 17-19 апреля 2007 г. – Воронеж: изд-во ВГУ, 2007.

13. Скрипниченко А. А. Методи автоматизованого управління мережами NGN з різномірним трафіком / А. А. Скрипниченко, Л. О. Харлай, Л. І. Танцюра // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2015. – №6(40) – С. 56-63.

14. Торошанко Я. І. Застосування системи ключових показників ефективності для управління телекомунікаційними мережами // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2015. – №6(40) – С. 72-77.

15. Жебка В. В. Сучасні системи управління інфокомунікаційною мережею як складним об'єктом / В. В. Жебка // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2013. – №3(27). – С. 31-36.

16. Варфоломеева О. Г. Нові підходи до управління телекомунікаційними мережами / О. Г. Варфоломеева, Т. В. Колченко // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2013. – №1(25). – С. 41-44.

17. Торошанко Я. І. Задачі моніторингу та аналізу параметрів телекомунікаційних мереж / Я. І. Торошанко, А. О. Булаковська, М. С. Височіненко, В. С. Шматко // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2014. – №3. – С. 62-69.

18. Муха В. С. Анализ многомерных данных / В. С. Муха. – Минск.: Технопринт, 2004.

19. Стеклов В. К. Система управления сетью связи второго уровня TMN с комбинированным принципом управления / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман, Л. В. Рудык, А. С. Стец // Зв'язок. – 2005. – №5. – С. 66-69.

Автор статті

Федюнін Сергій Анатолійович – директор навчально-наукового інституту менеджменту та підприємництва, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел.: +380 (63) 121 64 91. E-mail: s.fediunin@gmail.com

Author of the article

Fedyunin Serhiy Anatoliyovych – director of educational-science institute of management and enterprise, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel.: +380 (63) 121 64 91. E-mail: s.fediunin@gmail.com

Дата надходження в редакцію: 16.01.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Л. Н. Беркман

ТЕХНОЛОГІЯ КОДУВАННЯ СУЧАСНИХ ШТРИХ-КОДІВ

Skubak O. M., Mokryntsev O. A. Advanced coding technology of barcodes. The systematic analysis of various modern barcodes used for labeling is considered and conducted. An linear and two dimensional barcode symbolics are offered. The paper reviewed and analyzed the features, capabilities and benefits of each of these barcodes. Analysis of the modern technology of bar codes leads to the conclusion that the promising trend is the use of barcodes UPC (Universal Product Code) and more modern, comfortable and most reliable for reading code ITF (Interleaved Two of Five). The issue of bar code development includes the following items: the development of modern types of devices for reading barcodes, coding technologies, algorithms barcode recognition; pretreatment, segmentation or allocation boundaries of barcodes lines, scanning, decoding and recognition partially damaged barcodes.

Keywords: barcode, UPC, Universal Product Code, ITF, Interleaved Two of Five, linear barcode, two-dimensional barcode

Скубак О. М., Мокринцев О. А. Технологія кодування сучасних штрих-кодів. Розглянуто та проведено системний аналіз різних сучасних штрих-кодів, що застосовуються для маркування товарів. Наведено лінійні та двовимірні символики штрих-кодів. Питання розвитку штрих-кодів включає в себе наступні проблеми: розробку приладів для зчитування штрих-кодів, технологій кодування, алгоритмів розпізнавання штрих-кодів; питання попередньої обробки, сегментації або виділення меж ліній штрих-кодів, сканування, декодування та розпізнавання пошкоджених штрих-кодів.

Ключові слова: штрих-код, UPC, універсальний товарний код, ITF, чергування два з п'яти, лінійний штрих-код, двовимірний штрих-код

Скубак А. Н., Мокринцев А. А. Технология кодирования современных штрих-кодов. Рассмотрено и проведено системный анализ различных современных штрих-кодов, которые применяются для маркирования товаров. Приведены линейные и двухразмерные символики штрих-кодов. В настоящее время сферу производства и оборота товаров невозможно представить без существования штрих-кодов. Вопрос развития штрих-кодов включает в себя проблемы: разработку приборов для считывания штрих-кодов, технологий кодирования, алгоритмов распознавания штрих-кодов; предварительной обработки, сегментизации или выделения границ линейный штрих-кодов, сканирование, декодирование и распознавание поврежденных штрих-кодов.

Ключевые слова: штрих-код, UPC, универсальный товарный код, ITF, чередование два с пяти, линейный штрих-код, двухразмерный штрих-код

Вступ та постановка задачі

Штрих-код представляє собою оптичне представлення даних, що наноситься на поверхню, маркування або упаковку виробів, що представляє можливість зчитування технічними засобами [1]. Розрізняють лінійні та двовимірні символики штрих-кодів.

Лінійними (одномірними) на відміну від двовимірних називаються штрих-коди, що читаються в одному напрямку (по горизонталі). Найбільш розповсюджені лінійні символики: EAN, UPC, Code39, Code128, Codabar, Interleaved 2 of 5. Лінійні символики дозволяють кодувати невеликий об'єм інформації (до 20–30 символів — зазвичай цифр) за допомогою нескладних штрих-кодів, що читаються недорогими сканерами. Приклад коду символики EAN13 представлено на Рис. 1.



Рис. 1. Лінійний штрих-код.

Пізніше були розроблені так звані двовимірні (2D) коди, які перетворилися в набір прямокутників, точок, шестикутників і інших геометричних фігур (Рис. 2). В залежності від конкретного типу, в середньому лінійні штрих-коди можуть містити інформацію про 20-25 символів, а 2D коди вміщують до 2000 символів.

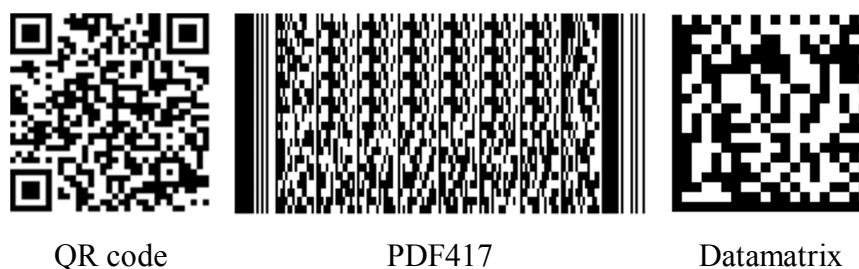


Рис. 2. Двовимірні штрих-коди.

Штрихове кодування винайшов молодий інженер Девид Коллінз [1]. Після закінчення в 1950-х роках інженерного факультету Массачусетського технологічного інституту він поступив працювати на Пенсільванську залізницю, де йому довелося зіткнутися з кропіткою рутинною роботою – сортуванням вагонів. Їх треба було перерахувати, оперативно з'ясувати номери, поратися по них в документації, визначити, куди кожен вагон повинен прослідкувати. Йому прийшла ідея освітлювати номери вагонів прожекторами і зчитувати їх за допомогою фотоелементів. Для спрощення розпізнавання, він записував номери не тільки звичайними цифрами, але й спеціальним кодом, що складається з червоних і синіх смуг, розташованих на стінці вагона в прямокутнику довжиною до півметра.

Випробування підтвердили: скануючий пристрій здатний правильно зчитувати коди навіть при швидкості руху вагона близько 100 км/год. Успіх підштовхнув його до подальшого вдосконалення системи. У 1968 році він використовував замість прожекторів, що витрачали багато енергії, жорстко сфокусований лазерний промінь. Розміри скануючої установки стали набагато менше, зменшилося і саме кодове маркування, що навело Коллінза на думку використовувати придуманий ним штриховий код не тільки на залізниці, але і в якості товарного коду. Так штрих-код отримав визнання і в супермаркетах.

У 1973 році в США було створено «Універсальний товарний код» (UPC – Universal Product Code), що пропагує використання штрих-кодів в промисловості і торгівлі. А з 1977 року в Західній Європі для ідентифікації споживчих товарів стала застосовуватися аналогічна система під назвою «Європейський артикул» (EAN – European Article Numbering). Саме ця установа і займається присвоєнням штрих-кодів. Сьогодні вона включає 98 організацій з 100 країн світу. Виробник може отримати штрих-код для свого товару, попередньо зареєструвавшись у цієї асоціації.

Всього приблизно за сорок років технологія штрих-кодування зробила крок так далеко, що сьогодні вдається зчитувати код за допомогою світлової плями діаметром всього в чверть міліметра. Штриховий код дозволяє зчитувати інформацію про номер товару практично миттєво і з високою точністю.

Сьогодні широкий діапазон персональних переносних пристроїв загального призначення, таких як мобільні телефони, оснащений цифровими оптичними камерами. У поєднанні з новими послугами, це може докорінно змінити повсякденний досвід здійснення покупок, включаючи цінову перевірку в магазині, інформацію про продукт, доступ до відгуків про продукцію, визначення місцезнаходження подібних продуктів і послуг і цінове порівняння на місці. Розпізнавання штрих-кодів у зображеннях, зробленими такими пристроями, може бути особливо складним через обмеження інтегрованої камери і можливостей цифрової обробки. Вони часто оснащені низькоякісними лінзами та спрощеною системою обробки зображень в порівнянні з більш якісними цифровими фотоапаратами чи сканерами. Оптична система часто не призначена для того, щоб зняти

об'єкт близько до лінзи, що призводить до погано сфокусованих і освітлених зображень з ненасиченими кольорами. Ці обмеження часто означають що методи, що використовують звичайну порогову обробку не дають задовільних результатів при розпізнаванні. Алгоритм, який розробляється для широкого спектру переносних пристроїв, повинен прийняти ці обмеження до уваги.

Ставиться задача: розглянути та проаналізувати, яким чином зберігається інформація у деяких найбільш поширених штрих-кодах.

Найбільш поширені сучасні штрих-коди.

UPC або **Universal Product Code** (універсальний код товару) (Рис. 3.) – американський стандарт штрих-коду [2], призначений для відстеження товарів в магазинах. UPC був розроблений в 1973 році Джорджем Джозефом Лорером (George Joseph Lauger), інженером корпорації IBM. Штрих-код UPC, що містить 12 цифр, є попередником європейського вдосконаленого коду EAN-13, що кодує 13 цифр. Код UPC є окремим випадком коду EAN-13. Код UPC перетвориться в код EAN-13 дописуванням нуля перед дванадцятьма цифрами коду UPC. Саме з цієї причини товари США і Канади в європейському кодуванні починаються з нуля.

Код UPC – практично симетричний лінійний штрих-код. Симетричність і висока перешкодозахищеність обумовлена недостатньо розвинутою цифровою технікою часів створення цих кодів. Код складається з 2 груп цифр, по 6 чисел в кожній групі – лівої і правої. Групи цифр обрамляються так званими захисними, або огорожувальними, штрих-шаблонами (Guard Patterns). Ці шаблони містять штрихи одиначної ширини, які служать для синхронізації сканера штрих-коду. Наявність саме трьох таких полів обумовлено в першу чергу можливим нанесенням штрих-коду на закруглену поверхню.

І якщо зараз це не є значною проблемою, то в часи створення цього коду сканеру потрібно було знати ширину одиначного штриха на початку, середині і наприкінці коду. Ліві і праві захисні шаблони складаються з 3 штрихів одиначної ширини – двох темних і одного світлого між ними. Середній захисний шаблон складається з 5 штрихів – трьох світлих і двох темних. Решта – цифри [3].



Рис. 3. Штрих- код UPS.

Кожна цифра лівої чи правої групи кодується за допомогою чотирьох штрихів: двох світлих і двох темних (Табл. 1). Кожен штрих може мати відносну ширину в одну, дві, три або чотири одиниці.

Табл. 1

Тиха зона	Старт	Ліва група цифр										Середина	Права група цифр										Фініш	Тиха зона		
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9				

Загальна ширина штрихів для однієї цифри завжди становить сім одиниць. Бітова комбінація для кожної цифри розроблена таким чином, щоб цифри, наскільки це можливо, відрізнялися один від одного. Максимальна довжина темного або світлого ділянки не може перевищувати чотирьох одиниць. Загальна ширина всього коду завжди дорівнює 95 одиницям. У будь-якому коді 29 світлих і 30 темних штрихів. Всі ці технічні рішення дуже важливі для надійності і простоти сканування цього коду.

Перша цифра коду, так званий префікс, має деяке логічне значення, але не настільки важлива з технічної точки зору. Остання цифра - контрольне число, служить для виявлення можливої помилки при читанні коду сканером або ручного введення цифр коду з клавіатури.

Напрямок читання комбінації штрихів значення не має, код спеціально розроблявся так, щоб він однаково просто зчитувався як у прямому, так і зворотному напрямку (якщо товар перегорнули). Також не має значення те, яке виконання має весь штрих-код – фотографічно позитивне або негативне. Тобто штрих-код, нанесений світлими смужками по темному фону читається так само, як і темними смужками по світлому фону. Мало того, кольори штрихів і фону не обов'язково повинні бути білими і чорними, можливі й інші кольорові комбінації.

При проектуванні структури коду, в умовах ще не надто розвиненої електроніки, було важливим зробити його якомога простішим для зчитування сканером щоб спростити апаратну частину самого сканера та здешевити його. У числі складнощів була проблема ймовірного зчитування коду в зворотному напрямку, тобто зчитування коду на товарі, який касир підніс до сканера «догори ногами». Тому дуже важливо було, щоб чергування смуг було однаковим в обох напрямках – спочатку темний штрих, потім білий, потім знову темний і так далі. Ще було б бажано, щоб положення захисних шаблонів було завжди на одному і тому ж місці.

Рішення було знайдено. Можна звернути увагу, що код виглядає дуже симетрично, тобто кількість штрихів праворуч і ліворуч від центру завжди однакові, а ширина правої і лівої частини штрих-коду однакові. Тобто механізм зчитування штрих-коду завжди однаковий, як цей код не поверни.

Що стосується однакової послідовності чергування світлих і темних штрихів при прямому і зворотному читанні, то розробники домоглися цього тим, що кодування правої і лівої груп цифр трохи відрізняється – праві символи мають фотографічно негативний накреслення щодо лівих. Тобто шаблони штрихів для однієї і тієї ж цифри ідентичні, але позитивні чи негативні. Інакше кажучи, відмінність тільки в тому, що якщо для лівої частини коду це світлий штрих, то для правої – темний.

Проблема розпізнавання прямого або зворотного зчитування точно так само легко вирішується (Табл. 2). Наприклад, якщо сканер зчитує цифру з товщиною штрихів 3-2-1-1, то він розуміє, що це цифра «нуль» і це її пряме зчитування, а якщо він зчитує штрихи товщиною 1-1-2-3, то він розуміє, що це той же «нуль», але зчитаний у зворотному напрямку.

Табл. 2

Цифра	Ліва група	Права група	Товщина ліній
0	0001101	1110010	3-2-1-1
1	0011001	1100110	2-2-2-1
2	0010011	1101100	2-1-2-2
3	0111101	1000010	1-4-1-1
4	0100011	1011100	1-1-3-2
5	0110001	1001110	1-2-3-1
6	0101111	1010000	1-1-1-4
7	0111011	1000100	1-3-1-2
8	0110111	1001000	1-2-1-3
9	0001011	1110100	3-1-1-2

Зчитуючи числа, закодовані дзеркально щодо звичайної кодування, сканер розуміє, що весь штрих-код зчитується в зворотному напрямку, отже, і всю отриману послідовність з 12 цифр потрібно передати комп'ютеру в зворотному порядку.

При зчитуванні коду правильність зчитування перевіряється таким способом:

- підсумовуються всі парні цифри і множаться на 3;
- підсумовуються всі непарні цифри включаючи контрольну цифру;
- ці суми складаються і залишається остання цифра від результату.

Технічно цифри обробляються послідовно, за один прохід, з множенням кожної цифри на 1 або 3, в залежності від парності позиції, додаванням до суми і взяттям залишку по модулю 10 від поточної суми. Іншими словами десятки відразу відкидаються, що спрощує механізм обчислення.

Якщо результат дорівнює нулю, то приймається рішення, що код сканований правильно, якщо будь-яка інша цифра, то код однозначно зчитаний невірною.

Більш сучасним, зручним, а головне надійним для зчитування кодом є **ITF** [4, 5], або чергування 2 з 5 (від Interleaved Two of Five) (Рис. 4), спосіб потокового кодування цифр за допомогою двох типів ширин ліній, що утворюють групи по 5 чорних ліній з 5 пробілами між ними. Цей код застосовується комерційно, наприклад у маркуванні 135 плівок, для штрих-кодів ITF-14, на картонних оптових упаковках деяких продуктів (в той час як продукти всередині марковані UPC або EAN) та в багатьох інших місцях.



Рис. 4. Штрих-код ITF.

В штрих-коді **ITF** цифри кодуються парами. Перша цифра закодована в п'яти чорних лініях, у той час як друга цифра закодована в п'яти білих проміжках якими чергуються ці чорні лінії. Два з кожних п'яти барів або місць широкі (отже точно 2 з 5). Цифри кодуються наступним чином (Табл. 3):

Табл. 3

Цифра	Лінія або проміжок, ширина	Мнемоніка (див. вагу)
0	<i>n</i> <i>n</i> <i>W</i> <i>W</i> <i>n</i>	4+7=11, замість 0
1	<i>W</i> <i>n</i> <i>n</i> <i>n</i> <i>W</i>	1+0=1
2	<i>n</i> <i>W</i> <i>n</i> <i>n</i> <i>W</i>	2+0=2
3	<i>W</i> <i>W</i> <i>n</i> <i>n</i> <i>n</i>	1+2=3
4	<i>n</i> <i>n</i> <i>W</i> <i>n</i> <i>W</i>	4+0=4
5	<i>W</i> <i>n</i> <i>W</i> <i>n</i> <i>n</i>	1+4=5
6	<i>n</i> <i>W</i> <i>W</i> <i>n</i> <i>n</i>	2+4=6
7	<i>n</i> <i>n</i> <i>n</i> <i>W</i> <i>W</i>	7+0=7
8	<i>W</i> <i>n</i> <i>n</i> <i>W</i> <i>n</i>	1+7=8
9	<i>n</i> <i>W</i> <i>n</i> <i>W</i> <i>n</i>	2+7=9
Вага	1 2 4 7 0	

В Табл. 3 "*n*" – вузький інтервал (лінія або проміжок) і "*W*" – широкий (у 2.0 — 3.0 рази). Широкі лінії формуються парами з послідовними вагами 1, 2, 4, 7, та 0, де коду 0 відповідає значення 11. Перед кодованою інформацією присутній шаблон початку коду, що складається з *nnnn* (вузька лінія – вузький проміжок – вузька лінія – вузький проміжок), після всіх символів має бути шаблон кінця послідовності, що складається з *Wnn* (широка лінія – вузький проміжок – вузька лінія). Оскільки цифри задаються парами, може бути закодовано

тільки парне число цифр. Як правило, до непарного числа цифр просто додається "0" як перша цифра або використовуються п'ять вузьких проміжків (у цьому випадку слід зазначити що ця остання пара символів візуально буде більш вузькою ніж решта пар).

Висновок

Робота містить системний аналіз різних сучасних штрих-кодів, що застосовуються для маркування товарів. Наведено лінійні та двовимірні символи штрих-кодів, розглянуто та проаналізовано особливості, можливості та переваги кожного з даних штрих-кодів.

Аналіз розвитку технології сучасних штрих-кодів приводить до висновку, що перспективним напрямком являється застосування наступних штрих-кодів:

– **UPC** або **Universal Product Code** (універсальний код товару) — американський стандарт штрих-коду, призначений для відстеження товарів в магазинах;

– більш сучасний, зручний, а головне надійний для зчитування код **ITF**, або чергування 2 з 5 (від Interleaved Two of Five), в основі якого лежить спосіб потокового кодування цифр за допомогою двох типів ширин ліній, що утворюють групи по 5 чорних ліній з 5 пробілами між ними.

Питання розвитку штрих-кодів включає в себе наступні проблеми: розробку сучасних типів приладів для зчитування штрих-кодів, технологій кодування, алгоритмів розпізнавання штрих-кодів; питання попередньої обробки, сегментації або виділення меж ліній штрих-кодів, сканування, декодування та розпізнавання частково пошкоджених штрих-кодів.

Література

1. Pavlidis T. Fundamentals of bar code information theory / T. Pavlidis, J. Swartz, Y. P. Wang // Computer. – Apr. 1990. – Vol. 23. – No. 4. – PP. 74-86.
2. Ouaviani E. A common image processing framework for 2d barcode reading / E. Ouaviani, A. Pavan, M. Bottazzi, E. Brunelli, F. Caselli, M. Guerrero // Proc. Seventh Int. Conf on Image Processing and Its Applications (Conf Publ.). – July 1999. – Vol. 2. – No. 465. – PP. 652-655.
3. Joseph E. Bar code waveform recognition using peak locations / E. Joseph, T. Pavlidis // IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence. – June 1994. – Vol. 16. – No. 6. – PP. 630-640,
4. Waveform recognition with application to bar codes // Proc. IEEE Int. Conf on Systems, Man, and Cybernetics. Decision Aiding for Complex Systems, Conference Proceedings. – 1991, –Vol. 1. – PP. 129-134.
5. Hahn H. I. Implementation of algorithm to decode two-dimensional barcode PDF-417 / H. I. Hahn, J. K. Joung // Proc. IEEE 6th Int. Conf on Signal Processing. – Aug. 2002. – Vol. 2. – PP. 1791-1794.

Автори статті

Скубак Олександр Миколайович – кандидат технічних наук, доцент кафедри прикладного програмування, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел. +380 (67) 403 99 90. E-mail: skubaksp@rambler.ru

Мокринцев Олексій Анатолійович – аспірант кафедри прикладного програмування, Державний університет телекомунікацій, м. Київ. Тел +380 (99) 428 03 71.

Authors of the article

Skubak Oleksandr Mykolayovych – candidate of sciences (technic), assistant professor at applied programming department, State University of Telecommunications. Tel.: +380 (67) 403 99 90. E-mail: skubaksp@rambler.ru.

Mokryntsev Oleksiy Anatoliyovych – postgraduate student at applied programming department, State University of Telecommunications. Tel.: +380 (99) 428 03 71.

Дата надходження в редакцію: 11.01.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Барабаш О. В.

АНАЛІЗ ФУНКЦІОНУВАННЯ СКЛАДНОГО ОБ'ЄКТУ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

Dyshchuk A. S. Analysis of complex object functioning in control system in telecommunications. The problems of algorithmic analysis and synthesis of control systems of telecommunications networks in future generations are investigated. The basic requirements and problems of modern telecommunication control systems are determined as complex technical systems. The basic characteristic features of complex control object are formulated: the need for mathematical description, stochasticity behavior, capacity for evolution, transience complex control object, non-reproducibility of experiments. Control system efficiency indicators of a telecommunication network can be divided into two groups. One group describes the efficiency and the second - the reliability of the control system.

Keywords: control system, telecommunication network, complex object, transience control object, stochasticity behavior, performance indicator, reliability

Дищук А. С. Анализ функционирования сложного объекта системы управления в телекоммуникациях. Досліджуються питання алгоритмічного аналізу і синтезу систем управління телекомунікаційних мереж наступних поколінь. Визначені основні вимоги і задачі проектування сучасних систем управління телекомунікаціями як складних технічних систем. Сформульовано основні характерні ознаки складного об'єкта управління: необхідність математичного опису, стохастичність поведінки, здатність до еволюціонування, нестационарність складного об'єкта управління, невідтворюваність експериментів.

Ключові слова: система управління, телекомунікаційна мережа, складний об'єкт, нестационарність об'єкта управління, стохастичність поведінки, показник ефективності, надійність

Дыщук А. С. Анализ функционирования сложного объекта системы управления в телекоммуникациях. Исследуются вопросы алгоритмического анализа и синтеза систем управления телекоммуникационных сетей следующих поколений. Определены основные требования и задачи проектирования современных систем управления телекоммуникациями как сложных технических систем. Сформулированы основные характерные признаки сложного объекта управления: необходимость математического описания, стохастичность поведения, способность к эволюционированию, нестационарность сложного объекта управления, невозпроизводимость экспериментов.

Ключевые слова: система управления, телекоммуникационная сеть, сложный объект, нестационарность объекта управления, стохастичность поведения, показатель эффективности, надежность

Вступ. Для досягнення високого рівня доступності до інформаційних ресурсів, реалізації вимог ринку інфокомунікаційних послуг потрібна така розвинена система, яка забезпечила б ефективно використання телекомунікаційних комплексів і нових інформаційних технологій. Перехід до мереж майбутніх поколінь (FN) можна вважати радикальною модернізацією телекомунікаційної системи. Змінюються технологічні принципи передавання і комутації. Досить істотні зміни відбуваються на ринку інфокомунікаційних послуг, у системі технічної експлуатації. Сучасний етап розвитку автоматизації характеризується значним ускладненням задач теорії автоматичного управління в телекомунікаціях з переходом від автоматизації окремих об'єктів до комплексної автоматизації виробничих процесів, від управління окремими об'єктами до одночасного управління великою кількістю взаємопов'язаних об'єктів.

Розробці методів синтезу систем управління (СУ) складних систем присвячено велика кількість наукових робіт вітчизняних та зарубіжних вчених [1-9]. Аналізуючи науково-технічну літературу і розробки провідних фірм та корпорацій світу можна зробити висновок, що шляхи створення і тенденції розвитку систем управління, які забезпечують ефективність і надійність роботи устаткування, постійно ускладнюється. Під системою управління розуміємо всі необхідні алгоритми обробки інформації і засобів їх реалізації,

взаємозалежних між собою і утворюючих деяку цілісну єдність, які розглядаємо як визначене єдине ціле для досягнення певної мети [3, 8].

В телекомунікаціях СУ – це складні системи, які представляють собою множину взаємозв'язаних і взаємодіючих між собою елементів і підсистем, основні ознаками з яких: багатомірність; різнорідність структури системи; багатозв'язність елементів системи (взаємозв'язність підсистем в одному рівні і між різними рівнями ієрархії); розмаїття природи елементів; багатократність зміни складу і стану системи (перемінність структури, зв'язків і складу системи); багатокритеріальність системи; багатоплановість[3, 7-9]. Усе це веде до необхідності перегляду принципів і підходів до мережного управління для мереж FN. Система управління FN повинна представляти набір рішень, що забезпечують управління мережами, реалізованими на базі різних технологій (фіксовані і мобільні телефонні мережі, мережі передачі даних, сигналізації і т.д.), що надають різні послуги і побудованих на устаткуванні різних виробників.

Основними вимогами, пропонованими до СУ FN, є: підготовлене рішення на практиці повинно реалізовуватися в короткий термін; структури відкритих систем повинні забезпечувати гнучкість реалізації і сумісність з іншими рішеннями, високу надійність, і як результат – якість обслуговування; оператор повинен мати можливість модифікувати програмне забезпечення для реалізації специфічних функцій і вводити нові послуги через зміну конфігурації; компонентні рішення спрощуватимуть можливості оператора по введенню нових користувачів і функцій.

Кожен оператор, що надає телекомунікаційні послуги, стикається з необхідністю управління і обслуговування своєї мережі для забезпечення її високої якості і надійності. Зі збільшенням кількості обладнання і ускладнення топології комунікаційної мережі завдання управління стає однією з найважливіших для розвитку мережі. Так які ж вимоги пред'являти до СУ і які прикладні функції вони повинні виконувати? Готових рішень немає; навіть з урахуванням розроблених стандартів для систем управління, таких як загальний протокол управління інформацією (CMIP) і простий протокол мережного управління (SNMP), не можна дати гарантії, що конкретна система управління повністю відповідатиме вимогам.

Узагальнена схема систем управління. Саме тому в даний час на перший план виходять задачі проектування сучасних систем управління телекомунікаціями, вирішувати які слід, починаючи з визначення структури і сукупності параметрів системи управління [2].

Розглянемо схему системи управління (Рис.1).

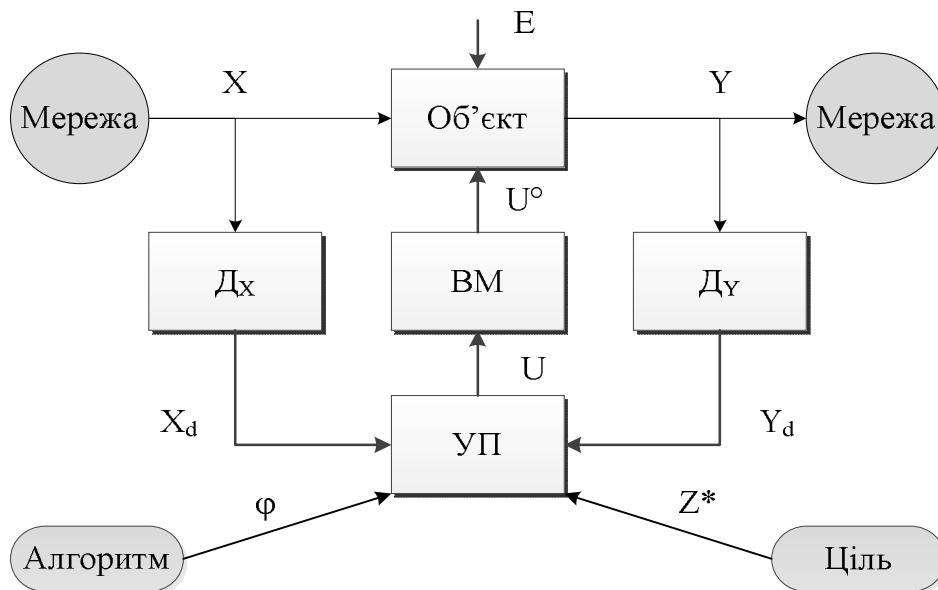


Рис. 1. Схема системи управління

Об'єкт управління – це частина системи, на яку ми можемо діяти цілеспрямовано, тобто управляти ним. Більшість об'єктів телекомунікацій належать до складних технічних систем, їх проектування характеризується високою вимірністю задач, наявністю великої кількості варіантів розв'язання, необхідністю врахування всіляких чинників.

X – це вхідні параметри об'єкта, що впливають на пристрої зовнішніх інформаційних сигналів. Y – це стан об'єкта, тобто його вихідні параметри – показники якості, за якими можна робити висновки про правильність функціонування системи. Це поняття аналогічне поняттю "показник ефективності", але застосовується для систем на будь-якому ієрархічному рівні.

Стан визначають або через вхідні впливи і вихідні результати, або через макропараметри, макровластивості системи, наприклад, сигнали тощо: $Y=F^\circ(X)$, де F° означає зв'язок між входом і виходом об'єкта. Поняття "зв'язок" входить у будь-яке визначення системи, забезпечує виникнення та зберігання структури та цілісних властивостей системи. Це поняття одночасно характеризує побудову (статичу) і функціонування (динаміку) системи. Зв'язки розділяють за місцем прикладення: (зовнішні та внутрішні), за направленістю процесів в системі в цілому або в окремих її підсистемах (прямі і зворотні), і за деякими більш частковими ознаками.

D_x і D_y – це датчики, за допомогою яких вимірюється стан мережі та об'єкта відповідно. результати вимірювань

$$X_d = D_x(X); \quad Y_d = D_y(Y), \quad (1)$$

де D_x і D_y – оператори цих датчиків, є вихідною інформацією для управляючого пристрою (УП), яке на цій основі створює управляюче діяння U .

Ці формули виражають зв'язок між станом (мережі X) або об'єкта (Y) та інформацією про цей стан. В основі процесу управління лежить інформація про сформовані ситуації:

$$I = (X_d Y_d), \quad (2)$$

але вона завжди є неповною. Ця неповнота, насамперед, пов'язана з обмеженими можливостями усякої системи збору інформації I і необхідністю «плати» за цю інформацію. А при обмежених ресурсах вказана обставина призводить до постійного дефіциту інформації про поведінку мережі та об'єкта. Це змушує створити ще один вхід об'єкта – неспостережуване збурення E (Рис.1), під яким мають на увазі всі неспостережувані зовнішні і внутрішні чинники об'єкта, що впливають на його стан Y , тобто $Y = F^\circ(X, U, E)$.

Щодо входу E можуть висуватися лише певні припущення, але безпосередньо цей вхід не вимірюється. Вхід E утворюють насамперед невимірювальні параметри мережі і будь-якого роду випадкові зміни характеристик самого об'єкта (наприклад, дрейф його характеристик).

Таким чином, об'єкт управління має три входи: спостережуваний (X), керований, а отже, і спостережуваний (U°) і неспостережуваний (E). Зауважимо, що управляючий вплив (команда, створювана управляючим пристроєм) U є інформація про те, в яке становище повинні бути приведені керовані входи об'єкта U° . Відпрацювання цієї команди здійснюється виконавчими механізмами (ВМ), які й змінюють стан керуючого входу U° об'єкта. Будемо для простоти вважати, що виконавчі механізми миттєво виконують команду U і тому $U^\circ = U$, тобто можна й не розрізняти U° і U .

Для цілеспрямованого, функціонування управляючого пристрою йому крім інформації (2) необхідно повідомити:

– мету Z^* управління, тобто до чого йому слід прагнути в процесі управління (в практичному значенні поняття *мети* використовується і відображається у формулюванні –

ідеальна спрямованість, яка дозволяє передбачити перспективу або реальні можливості, що забезпечують своєчасність завершення певного етапу на шляху до ідеального спрямування);

– алгоритм управління – вказівку, як досягти цієї мети.

Поняття мети інтуїтивно зрозуміле – це те, до чого ми прагнемо. Під алгоритмом в даному випадку ми розуміємо чітке недвозначне правило, інструкцію, вказівку, що і як слід робити, щоб домогтися заданої мети (цілі) Z^* в ситуації I , що склалася. (Але інструкція не може бути названа алгоритмом, хоча і має його структуру). Тепер, володіючи інформацією про стани мережі, об'єкта і мети, можна уявити управління U як результат роботи алгоритму:

$$U = \varphi(I, Z^*) \quad (3)$$

де φ – алгоритм управління, який представляє собою оператор $\varphi = \varphi(*, *)$, що переробляє інформацію про середовище (мережу), об'єкт і цілі в управління U , реалізація котрого U° повинна переводити об'єкт в необхідний стан Z^* .

Об'єкт можна класифікувати за низкою ознак [1-3, 7]. Основними факторами будь-якого керування, які притаманні будь-якій системі управління об'єктом, є:

- мета управління (Z^*);
- число параметрів об'єкту;
- обсяг апріорної інформації про стан об'єкта і мережі (I);
- вплив на об'єкт, тобто власне управління (U);
- алгоритми управління (φ).

Зауважимо, що слово «управління» зазвичай використовують у двох сенсах. У широкому сенсі це процес досягнення поставлених цілей, а у вузькому – всякий цілеспрямований вплив на об'єкт. Якщо виключити з переліку основних факторів управління хоча б один, управління стане неможливим. За числом варійованих параметрів розрізняють одно- і багатопараметричні об'єкти. Залежно від обсягу апріорної інформації можуть бути екстремальні об'єкти, для яких існує математичний опис, і залежність показника якості від параметрів, відома. Для таких об'єктів є достатній обсяг апріорної інформації. Існує також великий клас об'єктів, для яких немає ніякого математичного опису. Малий обсяг апріорної інформації про такі об'єкти послужив мотивом називати їх об'єктами типу «чорний ящик».

Вибір і обґрунтування мети(об'єкту) передбачають визначення показників якості (критеріїв ефективності роботи системи управління) і цільових функцій, які якнайповніше відображають цілі. Цей етап є одним з основних, оскільки від правильності вибору параметрів об'єкту (показника якості) залежить рішення задачі в цілому.

Таким чином, управління в широкому сенсі визначається множиною цілей $\{Z^*\}$, які надходять в систему управління ззовні. Ці цілі ставить суб'єкт, який є користувачем майбутньої системи управління об'єктом. Суб'єкт виступає в якості замовника на створення системи управління.

Показники ефективності функціонування системи управління. Сучасні телекомунікаційні мережі характеризуються різноманітністю застосування устаткування. Одночасно експлуатуються системи передавання і комутації різних типів і поколінь. При аналізі таких мереж найефективнішим є апарат складних систем.

Ефективність роботи системи управління телекомунікаційною мережею може бути розділена на дві групи. Одна група характеризує продуктивність роботи СУ, друга – надійність.

Продуктивність СУ вимірюється за допомогою показників двох типів – часових, оцінюючих затримку, що вноситься системою управління при виконанні обміну даними, і

показників пропускної спроможності, що відображають кількість інформації, переданої мережею в одиницю часу. Ці два типи показників є взаємно зворотними, і, знаючи один з них, можна обчислити інший.

Як часова характеристика продуктивності системи управління використовується такий показник як *час транзакції*. Термін "*час транзакції*" може використовуватися в дуже широкому значенні, тому у кожному конкретному випадку необхідно уточнити, що розуміється під цим терміном. У загальному випадку, час транзакції визначається як інтервал часу між виникненням запиту споживача до якої-небудь послуги системи управління і отриманням відповіді на цей запит. Очевидно, що зміст і значення цього показника залежать від типу послуги, від того, до якого серверу відбувається звертання, а також від поточного стану елементів мережі – завантаженості сегментів, через які проходить запит, завантаженості серверу тощо. Ще одним важливим критерієм ефективності системи управління є її пропускна спроможність.

Важливими показниками функціонування СУ є показники *надійності і відмовостійкості*, які відображають здатність правильно функціонувати протягом тривалого періоду часу. Ця властивість має три складових: власне надійність, готовність і зручність обслуговування. Підвищення надійності полягає в запобіганні несправностям, відмовам і збоєм за рахунок застосування електронних схем і компонентів з високим ступенем інтеграції, зниження рівня завад, полегшених режимів роботи схем, забезпечення режимів їх роботи, а також за рахунок вдосконалення методів збірки апаратури. Надійність вимірюється *інтенсивністю відмов і середнім часом напрацювання на відмову*. Надійність мереж як розподілених систем багато в чому визначається надійністю кабельних систем і комутаційної апаратури – роз'ємів, кросових панелей, комутаційних шаф тощо, що забезпечують власне електричну або оптичну зв'язність окремих вузлів між собою. Надійність системи управління мережею визначаються надійністю серверів і робочих станцій системи управління, а так само надійністю її мережі.

Алгоритмічний аналіз управління є основою для прийняття рішення про створення системи управління. При цьому аналізі слід враховувати фактор складності об'єкта управління. Справа в тому, що управління простим об'єктом не представляє труднощів. Всі труднощі управління визначаються складністю об'єкта, тому варто починати саме з об'єкта, а не з алгоритму управління ним. Проаналізуємо зміст *«складного об'єкту управління»*, який досить точно відповідає тому поняттю, яке використовується в теорії управління [4, 5].

Розглянемо основні (але не формальні) ознаки складного об'єкта управління [6, 7]:

1. *Відсутність математичного опису і необхідність* у ньому є обов'язковою ознакою складного об'єкта управління. Під математичним описом маємо на увазі наявність алгоритму (правил, інструкції) обчислення стану Y об'єкта за спостереженнями входів - керованого U і некерованого, але спостережуваного X .

Математично задача зводиться до відшукування найкращих показників управління.

При проектуванні системи управління необхідно врахувати, що апріорні імовірності $P(Y_i)$ виникнення тієї або іншої непередбаченої ситуації в мережі наперед не можуть бути визначені і умови виникнення аварійних ситуацій можуть визначатися за максимальним значенням умовного ризику:

$$R_{\max} = \max_i \sum_{i=1}^k P(\hat{y}_i | y_i) L_i,$$

де L_i – деякий нормований коефіцієнт, що характеризує величину втрат в тій або іншій ситуації.

Проте знаходження “найгіршого” розподілу представляє, як правило, вельми складну самостійну задачу, так що практично зводиться деколи до чисто евристичного вибору “найгіршого” розподілу. Так, наприклад, за відсутності яких-небудь апріорних відомостей як “найгірше” часто вибирають нормальний розподіл.

Прості об'єкти управління можуть теж не мати математичного опису. Однак якщо простими об'єктами можна управляти без їх математичної моделі, то складними вже не можна. Вимога точності робить простий об'єкт управління складним. Загальна вимога до будь-якої моделі полягає в тому, що вона має бути адекватною реальному пристрою, тобто математичне описування має із заданою точністю відображати істотні властивості конкретного об'єкта. Цей висновок дозволяє сформулювати наступне твердження: якщо керувати складною системою з використанням формальних методів, то доведеться створити обов'язково її математичну модель.

2. *Стохастичність* поведінки складних об'єктів управління є також дуже важливою ознакою, що характеризує труднощі процесів аналізу та управління ними. Ця ознака зумовлена не стільки наявністю якихось спеціальних джерел випадкових перешкод в об'єкті управління, скільки складністю об'єкта і пов'язаним з цим неминучою великою кількістю різного роду другорядних (з погляду цілей управління) процесів – випадкових чинників. Це ускладнює прогнозування поведінки об'єкта управління, особливо тоді, коли є великий спектр зовнішніх впливів. Тому поведінка такого об'єкта часто виявляється несподіваним для дослідника, причому цю несподіванку зручніше розглядати як випадковий фактор і трактувати як зашумленість, ніж розбиратися в механізмі другорядних процесів в складному об'єкті. У цьому разі доцільно використовувати вірогідність моделі прогнозування.

Побудова статистичної моделі об'єкта пов'язана з деякими труднощами. Перш за все це вимагає збирання представницького статистичного матеріалу на реальному функціонуючому об'єкті. Це можливо не завжди. Розробник може отримати завдання на проектування системи управління об'єктом, якого ще просто не існує, отже, статистичного матеріалу теж немає. Для багатьох систем характерне нестационарне функціонування, що унеможливорює побудову однієї статистичної моделі об'єкта і вимагає побудови сукупності таких моделей і формування моделі зміни моделей [10].

Будь-який складний об'єкт містить велику кількість такого роду несподіванок, які і є свідченням його складності. Проявляється цікава тенденція-називати випадковим те, що другорядне і несуттєве для реалізації цілей управління в цьому об'єкті. Насправді, якщо розібратися, ця «випадковість» може виявитися зовсім і не випадковою. Але в даному випадку дуже зручно вважати випадковим все те, що незрозуміло. У статистичній теорії управління поняття «статистичний» і «стохастичний» еквівалентні.

3. *Здатність до еволюціонування* в часі. Структура таких систем і їх функціонування не залишаються незмінними в часі. Проілюструвати твердження можна на прикладі телекомунікаційної мережі, яка є об'єктом управління. Нині телекомунікаційна мережа, яка виникла шляхом еволюції від розрізнених локальних мереж через об'єднання мереж в єдину світову Глобальну інформаційну інфраструктуру, використовується не тільки за своїм прямим призначенням, але і є мережею передавання даних між ЕОМ.

Складність прогнозування можливої еволюції структури для об'єкта типу різнорівневої телекомунікаційної мережі унеможливорює застосування централізованої системи управління, яка забезпечила б роботу мережі. Лише перехід до децентралізованого

управління, управління локальними підсистемами з локальними функціями забезпечив би доцільне використання можливостей різнорідної телекомунікаційної мережі.

4. «*Нетерпимість*» до управління є, мабуть, самою прикрою ознакою складного об'єкта управління, утруднює управління ним. Справа в тому, що складний об'єкт існує і функціонує незалежно від суб'єкта і його потреб. Управління має зовнішній характер по відношенню до об'єкта. Природно, що будь-яке управління порушує «нормальне» функціонування об'єкта, тобто змінює його самостійну поведінку і робить залежним від суб'єкта. Наприклад, для об'єкта типу різнорідної телекомунікаційної мережі наявність великої кількості суперечливих критеріїв управління. Як правило, ці критерії навіть не підлягають чіткому формулюванню. Це, насамперед, вірогідність керуючої інформації, її мінімальна кількість, затримка, вартість. Складно однозначно відповісти на запитання про те, скільки різних керуючих впливів можна використовувати. Особливо ця обставина виявляється в активних об'єктах, що містять у собі людський фактор. Тут важко розраховувати на те, що власні цілі такого складного об'єкта співпадуть з цілями управління. Швидше вони будуть в чомусь суперечити один одному. Це і викликає негативну реакцію складного об'єкта на управління, якщо мета управління не узгоджена з його власною метою.

5. *Нестационарність* складного об'єкта управління природно впливає з його складності. Ця риса проявляється в дрейфі характеристик об'єкта, в «упливанні» його параметрів, тобто в еволюції об'єкта з часом. Чим складніший об'єкт, тим рельєфніше проявляється ця його риса, що створює серйозні труднощі при синтезі моделі такого складного об'єкта і управлінні ним. Чим складніший об'єкт, тим швидше він змінюється.

Наслідком нестационарності є наступна суттєва ознака складного об'єкта.

6. *Невідтворюваність експериментів*. Проявляється ця ознака в різній реакції об'єкта на одну й ту ж ситуацію або управління в різні моменти часу. Складний об'єкт весь час ніби перестає бути самим собою, тобто E постійно змінюється. Це потрібно враховувати при синтезі моделі об'єкта управління, для чого вводиться її корекція. Всі ці обставини призводять до того, що мета управління таким об'єктом повною мірою ніколи не досягається. Дійсно, для синтезу управління U потрібен час, за якого об'єкт змінюється непередбаченим чином, в результаті це управління вже напевно не приведе до бажаного результату Z^* .

Ефективним способом боротьби з перерахованими властивостями складного об'єкта управління є екстраполяція поведінки системи, тобто з'ясування напряму її еволюції. У цьому випадку управління U проводиться з попередженням, з урахуванням зміни об'єкта. Інший спосіб полягає в скороченні циклу управління, щоб за час синтезу управління об'єкт сильно не змінився.

Висновок. Швидка еволюція сучасних телекомунікаційних технологій постійно створює нові послуги, які сприяють удосконаленню методів прогнозування розвитку засобів і телекомунікаційних мереж, складних систем управління, їх проектування та експлуатації. Тому проведення алгоритмічного аналізу і синтезу систем управління складними об'єктами на сьогодні є актуальною задачею.

В результаті проведеного аналізу складного об'єкту управління визначено, що вибір і обґрунтування мети (об'єкту) передбачають визначення показників якості (критеріїв ефективності роботи системи управління) і цільових функцій, які якнайповніше відображають цілі. Отже, складний об'єкт управління відрізняється від системи взагалі тим, що він створений елементами, пов'язаними відношенням, що володіють властивістю здатності об'єкта перебувати у станах із заданої цільової множини.

Зазначена необхідність станам складного об'єкта відповідати цільовій множині системи і утворює залежність об'єкта від цілей управління. Встановлено, що всі труднощі управління визначаються складністю об'єкта, тому аналіз необхідно починати саме з об'єкта, а не з алгоритму управління ним.

Сформульовано основні характерні ознаки складного об'єкта управління: *необхідність* математичного опису обов'язковим; *стохастичність* поведінки; *здатність* до еволюціонування; *«нетерпимість»* до управління; *нестационарність* складного об'єкта управління природно випливає з його складності; *невідтворюваність* експериментів.

Література

1. Стеклов В. К. Проектування телекомунікаційних мереж : підручник для ВНЗ / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман. – Київ : Техніка, 2002. – 792 с.
2. Стеклов В.К. Оптимізація та моделювання пристроїв і систем зв'язку : – підручник для ВНЗ / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман, Є. В. Кільчицький. Київ : Техніка, 2004. – 576 с.
3. Стеклов В. К. Сучасні системи управління в телекомунікаціях / В. К. Стеклов, Б. Я. Костік, Л. Н. Беркман. – Київ : Техніка, 2005. – 400 с.
4. Бертсекас Д. Сети передачи данных / Д. Бертсекас, Р. Галлагер. – Москва : Мир, 1989. – 544 с.
5. Гаранин М. В. Системы и сети передачи информации / М. В. Гаранин, В. И. Журавлев, С. В. Кунегин. – Москва: Радио и связь, 2001. – 320с.
6. Окунев Ю. Б. Принципы системного перехода к проектированию в технике связи / Ю. Б. Окунев, В. Г. Плотников. – Москва : Связь, 1976. – 184с.
7. Поповський В. В. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / В. В. Поповський, С. О. Сабурова, В. Ф., Олійник, Ю. І. Лосєв, Д. В. Агєєв, Т. Г. Калєкіна, О. В. Лемешко, О. Ю. Євсєєва, Ю. Ю. Коляденко, І. В. Стрєлковська, Л. О. Титарєнко, Д. А. Зайцев. – Харків : СМІТ, 2006. – 564 с.
8. Стеклов В. К. Вимоги до системи управління інтелектуальною надбудовою / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман, О. І. Чумак // Радиотехника. – 2001. – №123. – С. 104-109.
9. Якубайтис Э.А. Открытые информационные сети / Э. А. Якубайтис. – Москва : Радио и связь, 1991. – 208 с.
10. Торошанко Я. І. Моделювання системи управління телекомунікаційною мережею із затримками сигнальної і управляючої інформації / Я. І. Торошанко, Л. І. Танцюра, Л. О. Харлай, К. В. Хмара // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2015. – №4. – С. 24-29.

Автор статті

Дишук Анатолій Станіславович – директор центру документального інформаційного забезпечення та контролю, Державний університет телекомунікацій. Тел.: +380 (67) 273 46 82. E-mail: adishuk@mail.ru

Author of the article

Dyshchuk Anatoliy Stanislavovych – director of center of the documentary informative providing and control, State University of Telecommunications. Тел.: +380 (67) 273 46 82. E-mail: adishuk@mail.ru

Дата надходження в редакцію: 14.01.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Л. Н. Беркман

УДК 621.396

Бокла Н. И., канд. техн. наук; Шокотко А. А. аспирант

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОДОВОГО РАЗДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ НА ОСНОВЕ МОДИФИЦИРОВАННЫХ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ГОЛДА ПРИ ПОСТРОЕНИИ ЛИНИИ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ СВЯЗИ

Bokla N. I., Shokotko A. A. Using of channels code division based on modified Gold pseudorandom sequences for constructing microwave communication system. The authors propose the method for constructing the long distance microwave communication systems using a channel code division principle. Channel code division is achieved by spreading the signal spectrum with the use of the modified pseudo-random Gold sequence and 4-position phase modulation signal, what enhance information privacy, signals noise resistance under the influence of narrow band and broadband interference, electromagnetic compatibility with other electronic devices. Use of codes division in order to separate different microwave channels must simplify frequency and equipment planning for the microwave networks with big quantity and high density of microwave links. Also, in the current work authors show comparison of modified Gold pseudo-random sequences to the conventional Gold sequences.

Keywords: radio relay station, signal to noise ratio, antenna, noise-like signal, Gold pseudo-random sequence, noise resistance

Бокла Н. И., Шокотко А. А. Використання кодового розділення каналів на основі модифікованих псевдовипадкових послідовностей Голда при побудові радіорелейної лінії зв'язку. У роботі запропонований спосіб побудови радіорелейної лінії зв'язку великої протяжності з використанням кодового розподілу каналів. Кодовий розподіл каналів досягається шляхом розширення спектру сигналу з використанням модифікованої псевдовипадкової послідовності Голда і 4-позиційного фазомодульованого сигналу, що забезпечує підвищені конфіденційність передачі сигналу, завадостійкість при дії вузькосмугової і широкосмугової завади, електромагнітну сумісність системи з іншими радіоелектронними пристроями.

Ключові слова: радіорелейна станція, відношення сигнал/завада, антена, шумоподібний сигнал, псевдовипадкова послідовність Голда, завадостійкість

Бокла Н. И., Шокотко А. А. Использование кодового разделения каналов на основе модифицированных псевдослучайных последовательностей Голда при построении линии радиорелейной связи. В работе предложен способ построения радиорелейной линии связи большой протяженности с использованием кодового разделения каналов. Кодовое разделение каналов достигается путем расширения спектра сигнала с использованием модифицированной псевдослучайной последовательности Голда и 4-позиционного фазомодулированного сигнала, что обеспечивает повышенные конфиденциальность передачи сигнала, помехоустойчивость при воздействии узкополосной и широкополосной помех, электромагнитную совместимость системы с другими радиоэлектронными устройствами.

Ключевые слова: радиорелейная станция, отношение сигнал/помеха, антенна, шумоподобный сигнал, псевдослучайная последовательность Голда, помехоустойчивость

Радiorелейные линии связи остаются актуальными для передачи информации в условиях плотной застройки города или труднодоступной гористой местности, где прокладка кабельной линии невозможна [1-3]. В настоящее время используются современные радиорелейные станции, которые работают в диапазонах частот 7-86 ГГц и могут передавать информацию по радиоканалу со скоростью 155-1250 Мбит/с в полосе частот 28-500 МГц [3].

Как правило, в радиорелейных станциях используется многопозиционный сигнал, полученный при манипуляции 128QAM, 256QAM, 2048 QAM и др. При этом многопозиционное кодирование увеличивает требования к минимальному отношению сигнал/шум радиоканала, тем самым ухудшает помехозащищенность системы. Вместе с тем

ширина спектра может увеличиться в $1/R$ раз при шифровании или помехоустойчивом кодировании сигнала (R – кодовая скорость, $R=1/2, 2/3, 3/4 \dots$).

В радиорелейных станциях в основном используются прямофокусные параболические антенны: например, антенна HP4-65-D3A фирмы Andrew с диаметром раскрытия зеркала 2,7 м, имеющая в рабочем диапазоне частот 6, 425-7, 125 ГГц коэффициент усиления 36,4 дБ и диаграмму направленности шириной 2,7°.

Антенна имеет боковые лепестки: *первый* – под углом 3,8° от оси симметрии главного лепестка 3,8° с усилением 18дБ; *второй* – под углом 3,8° от оси симметрии главного лепестка 5° с усилением 16дБ; *третий* – под углом 15° от оси симметрии главного лепестка с усилением 11 дБ.

Через боковые лепестки антенны приемник может получать тепловые шумы Земли, которые, как показали расчеты, могут не учитываться из-за их малой величины. Особую опасность для работы радиорелейной станции могут составлять мешающие сигналы, получаемые через боковые лепестки от передатчиков соседних радиоэлектронных средств. Кроме того, радиорелейные станции могут ухудшать электромагнитную обстановку в близлежащем регионе, создавая помехи соседним радиоэлектронным средствам через боковые лепестки.

Спектр частот, используемый радиорелейными системами передачи информации, разбивается на отдельные радиостволы с заданными значениями полосы пропускания канала и дуплексного разноса между приемом и передачей двух станций радиорелейного пролета [1-3]. Принцип разбиения спектра на радиостволы описан в рекомендациях ИТУ серии F и призван минимизировать взаимное влияние радиорелейных станций друг на друга внутри одной сети и от внешних источников, работающих в том же диапазоне.

Обычно при небольшой плотности радиорелейных станций в данной местности используют 2-х или 4-х частотный план с изменением поляризации. Однако при планировании радиорелейных сетей с большим количеством передающих станций и высокими требованиями к емкости пролетов количество необходимых радиочастотных каналов для получения приемлемого значения интерференции сильно возрастает. Стоит также отметить, что радиоблоки, которые используются для приема и передачи сигнала могут работать лишь в ограниченном диапазоне частот; при увеличении количества частотных каналов также увеличивается количество оборудования, которое поддерживает их. Таким образом, в крупных радиорелейных трансмиссионных сетях передачи информации расходы на лицензирование частот и закупку необходимых типов радиоблоков составляет достаточно большую часть расходов операторов.

Ограниченность частотного ресурса и необходимость повторного использования частотных каналов является причиной возникновения интерференции сигналов радиорелейных систем. Интерференция радиоволн или помехи – это влияние электромагнитных полей друг на друга, которое изменяет или повреждает информацию, переносимую сигналом от передатчика через канал связи к приёмнику. Чаще всего главной причиной интерференции служат другие радиорелейные пролеты, передающие сигналы на тех же, либо соседних частотных каналах.

Основными причинами интерференции являются :

- Межканальная интерференция: интерференция между одинаковыми частотными каналами; интерференция между соседними частотными каналами; интерференция между приемником и передатчиком;
- Интерференция между пролетами: интерференция, вызванная излучением заднего лепестка антенны; помехи от соседних станций (на радиорелейной линии);
- Помехи от внешних источников: спутниковые системы, радары.

Как следует из вышесказанного, серьезной проблемой при проектировании и эксплуатации радиорелейных линий связи является обеспечения их помехозащищенности от

сигналов, получаемых по боковым лепесткам, а также обеспечения электромагнитной совместимости радиорелейных станций с соседними радиоэлектронными средствами.

Эффективным способом повышения помехозащищенности радиорелейных станций и их электромагнитной совместимости с соседними радиоэлектронными средствами является использование сложного шумоподобного сигнала [4-6].

В классических системах радиорелейной связи используется простой сигнал с базой $B=1$:

$$B = T \cdot \Delta F, \quad (1)$$

где T – длительность бита информационного сигнала;

ΔF – ширина спектра информационного сигнала при выполнении критерия Найквиста, при отсутствии межсимвольной интерференции.

Преобразование информационного сигнала в сложный шумоподобный сигнал (ШПС) с увеличенной базой сигнала $B>1$ дает возможность получить преимущества использования широкополосных сигналов: повышенную помехозащищенность при воздействии узкополосных и широкополосных помех, а соответственно уменьшение количества частотных каналов и оборудования радиоблоков, необходимое для передачи сигналов на них; уменьшение общей интерференционной картины сети и улучшение энергетических характеристик линии, что положительно влияет на годовую доступность сервисов, передающихся по линии; использование псевдослучайных кодов увеличит конфиденциальность передающихся сообщений.

Помехоустойчивость систем с ШПС определяется формулой, связывающей отношение сигнал/помеха на выходе согласованного фильтра или коррелятора q^2 с отношением сигнал/помеха на входе приемника ρ^2 [4]:

$$q^2=2B\rho^2, \quad (2)$$

где
$$\rho^2=P/P_n, \quad (3)$$

где P_c, P_n – мощность ШПС и помехи;

$$q^2=2E/N_n, \quad (4)$$

где E – энергия ШПС,
$$E=P_c T; \quad (5)$$

$$N_n \text{ – спектральная плотность помехи, } N_n=P_n/\Delta F. \quad (6)$$

Отношение сигнал/помеха на выходе согласованного фильтра или коррелятора q^2 определяет рабочие характеристики приема ШПС, а отношение сигнал/помеха на входе приемника ρ^2 – энергетику сигнала и помехи.

При выборе большого значения базы сигнала $B>1$ в системе может быть обеспечено $\rho^2<1$, т.е. сигнал будет приниматься, находясь под шумами. Очевидно, что с учетом соотношения (2) прием ШПС согласованным фильтром или коррелятором сопровождается усилением сигнала (или подавлением помехи) в 2 В раз. Поэтому величину

$$K_{шпс}=q^2/\rho^2, \quad (7)$$

называют коэффициентом усиления ШПС при обработке или просто усилением обработки.

В системе с ШПС прием информации характеризуется отношением сигнал/помеха

$$h^2=q^2/2=B\rho^2. \quad (8)$$

Соотношения (2) и (8) являются фундаментальными в теории систем связи с ШПС. Они получены для помехи в виде белого шума с равномерной спектральной плотностью мощности в пределах полосы частот, ширина которой равна ширине спектра

ШПС. Вместе с тем эти соотношения справедливы также для различных помех – узкополосных, импульсных, структурных.

В общем случае усиление обработки ШПС для произвольных помех будет

$$K_{\text{шпс}} \approx 2B, \quad (9)$$

где степень приближения будет зависеть как от вида помех, так и от базы ШПС.

Рассмотрим возможность применения ШПС при построении линии радиорелейной связи для улучшения ее характеристик. Для расширения спектра предлагается использовать ШПС с фазовой манипуляцией (ФМ), сформированный методом прямого расширения спектра с использованием манипуляции по закону псевдослучайной последовательности (ПСП) [6].

Тогда образуется сложный сигнал с базой

$$B = T/\tau, \quad (10) \quad T = 1/C, \quad (11)$$

где τ – длительность элементарного импульса,

C – скорость передачи информационного сигнала.

Для манипуляции сигнала могут быть использованы различные ПСП: m -последовательность, последовательность Касами, Голда и др., а также код Уолша.

Главное требование при выборе вида манипулирующей последовательности – получение ансамбля кодированных сигналов, имеющих минимальные лепестки взаимокорреляционных функций (ВКФ) попарных сигналов. Выполнение этого требования принципиально важно при вхождении системы в синхронизм. При этом также важно получить максимальное количество кодированных каналов при данной длительности манипулирующего кода и заданной ширине полосы частот радиоканала, а также при минимальной величине B – необходимом расширении спектра сигнала.

Как показывают исследования, использование ПСП Голда показывают наилучший результат, так как они имеют наибольшее количество реализаций, чем другие ПСП [6]. Для повышения эффективности телекоммуникационных систем используются многопозиционные ФМ-сигналы, которые дают возможность в n раз уменьшить необходимую ширину полосы пропускания радиоканала (n – количество разрядов двоичного сигнала).

Классические ПСП Голда в большинстве случаев имеют количество элементарных импульсов, не кратное количеству разрядов многопозиционного сигнала n , что препятствует их непосредственному использованию для формирования многопозиционных ФМ-сигналов. Поэтому предложено к классической ПСП Голда добавлять или отнимать определенное количество импульсов, чтобы новые ПСП – названные модифицированными ПСП Голда – имели количество импульсов, кратное количеству разрядов многопозиционного сигнала n [7].

Модифицированные ПСП Голда образуются из классических ПСП Голда. Рассмотрим процесс образования классической ПСП Голда длиной $N=15$ для создания модифицированной ПСП Голда, которую, как будет показано ниже, целесообразно использовать для решения поставленной задачи (Табл. 1).

Для формирования классической ПСП Голда длиной $N=15$ импульсов существуют два полинома т.е. две m -последовательности-полиномы вида X^4+X^1+1 (410) и X^4+X^3+1 (430) [4].

Рассмотренные m -последовательности имеют нулевые боковые лепестки автокорреляционной функции (АКФ), однако их количество очень малое. На основе данных m -последовательностей может быть образовано 15 реализаций классических ПСП Голда и они имеют максимальные боковые лепестки АКФ, равные 0,5.

Структура реализаций классической
ПСП Голда длиной $N=15$ импульсов

Табл. 1

№	Исходные m -последовательности															
	$f_a =$	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0
	$f_b =$	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0
Реализации классической ПСП Голда																
1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	
2	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1	
3	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1	
4	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	
5	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	
6	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	
7	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	1	
8	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	
9	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	
10	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	
11	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	
12	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	
13	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	
14	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	
15	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	

Возможны различные варианты образования модифицированной ПСП Голда: путем добавления +1 и -1 в конце и в начале классической последовательности, а также исключения одного импульса в конце или в начале последовательности.

В работе [8] с использованием разработанного метода графического интерфейса пользователя был исследован массив реализаций модифицированных ПСП Голда, полученный путем добавления 1 импульса (-1) в конце последовательности.

Как показали исследования, для построения системы целесообразно использовать 11 реализаций модифицированных ПСП Голда, полученных из классической ПСП Голда длиной 15 импульсов при добавлении 1 импульса (-1) в конце последовательности: №№ 2, 3, 4, 5, 6, 8, 9, 10, 12, 13, 14, максимальный уровень лепестков ВКФ которых не превышает 0,5, а минимальный уровень составляет 0,15-0,25.

Ширина спектра радиосигнала и соответственно полоса пропускания радиоканала при соблюдении критерия Найквиста для отсутствия межсимвольной интерференции при нулевом коэффициенте фильтрации будет [6]:

$$\Delta f'_k = 1/\tau', \quad (13)$$

где τ' – длительность элементарного импульса модифицированной последовательности Голда.

Полоса пропускания для двоичного M -позиционного сигнала с количеством разрядов n , созданного благодаря применению модифицированной ПСП Голда, будет уменьшаться в n раз и будет определяться формулой

$$\Delta f'_k = 1/\tau'n. \quad (14)$$

Учитывая изложенные выше достоинства широкополосных сигналов, рассмотрим возможность построения дуплексной линии радиорелейной связи с 10-ю пролетами в диапазоне частот 7 ГГц, которая может обеспечить передачу сигнала на расстоянии 50-200 км (Рис. 1).

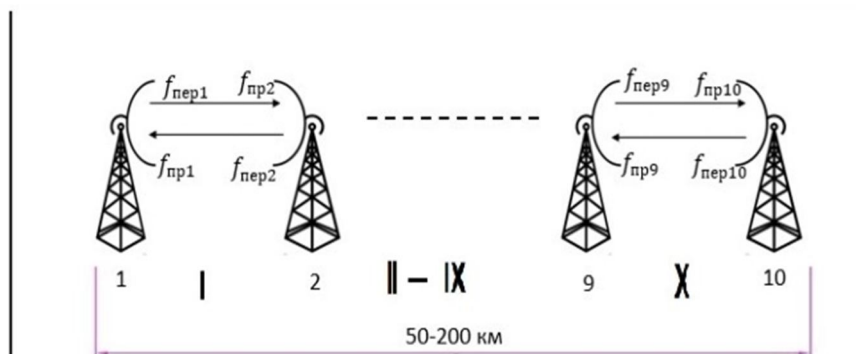


Рис. 1. Схема линии радиорелейной связи

При классическом методе частотного планирования ширина спектра одного канала будет составлять 28 МГц, расстояние между частотами передатчика и приемника в одном пролете – 161 МГц, а расстояние между частотами передатчиков или приемников соседних пролетов – 28 МГц. При этом в радиолинии из 10 пролетов с различными частотами в каждом пролете общая ширина спектра будет составлять 441 МГц (Табл. 2).

Распределение частот в системе с классической схемой планирования частот

Табл. 2

№п/п	№ пролета	Частота передатчика , $f_{пер\ n}$, МГц	Частота приемника , $f_{пр\ n}$, МГц
1	I	7138,5	7299,5
2	II	7166,5	7327,5
3	III	7194,5	7355,5
4	IV	7222,5	7383,5
5	V	7250,5	7411,5
6	VI	7278,5	7439,5
7	VII	7306,5	7467,5
8	VIII	7334,5	7495,5
9	IX	7362,5	7523,5
10	X	7390,5	7551,5

При построении радиолинии с кодовым разделением каналов каждый пролет будет использовать 1 кодированный канал в общем спектре сигнала. При использовании модифицированной ПСП Голда длиной 16 импульсов и 4-х позиционного ФМ общая ширина спектра сигнала будет составлять 224 МГц в одном направлении. Ширина спектра для дуплексной связи при разделении интервалом 28 МГц будет составлять 476 МГц.

Несмотря на незначительное превышение общей ширины спектра сигналов с кодовым разделением каналов на основе модифицированной последовательности Голда с ФМ-4 в сравнении с использованием классического метода частотного планирования предложенная система с кодовым разделением каналом, имеющая шумоподобный сигнал, имеет существенные преимущества в части обеспечения скрытности, помехозащищенности и электромагнитной совместимости.

Выводы

1. Радиорелейная линия связи при использовании классического метода частотного планирования имеет низкие показатели конфиденциальности передачи информации, помехозащищенности и электромагнитной совместимости.

2. При построении линии радиорелейной линии связи большой протяженности с использованием кодового разделения сигналов на основе применения модифицированной ПСП Голда и многопозиционного ФМ сигнала позволяет существенно повысить скрытность, помехозащищенность и электромагнитную совместимость системы.

Литература

1. Каменский Н. Н. Справочник по радиорелейной связи / Н. Н. Каменский, А. М. Модель, Б. С. Надененко, Л. В. Надененко, И. Л. Папернов, Т. Г. Тараканова, А. А. Шур, И.С. Цирлин, В.Г. Ямпольский ; под ред. С. В.Бородича. – Москва : Радио и связь, 1981. – 416 с.
2. Henne I. Planning of line-of-sight radio relay systems / Ingvar Henne, Per Thorvaldsen. – Second edition. – Nera, 1999.
3. Семенко А. І. Особливості планування радіорелейних систем у мереж мобільного зв'язку / А. І. Семенко, А. А. Шокотко // Вісник національного університету «Львівська політехніка» : Серія «Радіоелектроніка та телекомунікації». – 2014. – №796. – С. 113-118.
4. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. Москва : Радио и связь, 1985. – 384 с.
5. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов / В. П. Ипатов. – Москва: Техносфера, 2007. – 488 с.
6. Столлингс В. Беспроводные линии связи и сети / Вильям Столлингс. – Москва:, Санкт-Петербург:, Киев : Вильямс,2003. – 639 с.
7. Семенко А. І. Метод двократного зменшення необхідної смуги пропускання каналу зв'язку в телекомунікаційній системі з кодовим розподілом каналів / А. І. Семенко, Н. І. Бокла. // Зв'язок. – 2011. – №4. – С.23-25.
8. Бокла Н. І. Дослідження кореляційних властивостей ПВП за кодом Голда з використанням системи MATLAB / Н. І. Бокла // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. – 2011. – Том 9. – №4. – С.386-391.

Автори статті

Бокла Наталія Іванівна, кандидат технічних наук, старший викладач кафедри телекомунікаційних систем, Державний університет телекомунікацій, Київ. Тел. +380 (50) 956 38 52. E-mail: nataloshka_77@ukr.net

Шокотко Андрій Андрійович, аспірант кафедри телекомунікаційних систем, Державний університет телекомунікацій, м. Київ.. Тел. +380 (93) 567 20 19. E-mail: andrey.shokotko@gmail.com

Authors of the article

Bokla Nataliya Ivanivna, candidate of sciences (technical), senior lecturer of the telecommunication systems department, State University of Telecommunications, Kiev. Tel. +380 (50) 956 38 52. E-mail: nataloshka_77@ukr.net

Shokotko Andriy Andriyovych, postgraduate student at the telecommunication systems department, State University of Telecommunications, Kiev. Tel. +380 (93) 567 20 19. E-mail: andrey.shokotko@gmail.com

Дата надходження в редакцію: 24.01.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. О. М. Власов

МЕТОДИКА СИНТЕЗУ РОЗГАЛУЖЕНОЇ ІНФОРМАЦІЙНОЇ МЕРЕЖІ ІЗ ЗАДАНИМИ СТРУКТУРНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Salanda I. P. Method to the synthesis of the ramified information network with the set structural descriptions. To date, increased demands on information networks, the quality of their performance, capacity and sustainability of in terms of the full impact of interference, intentional damage and interference in the computational process. The method of synthesis of structure functionally sustained extensive information network that unlike the existing ones, taking into account various requirements the quality of the network. As an indicator of the stability of functional connectivity using graph that describes the structure of an extensive information network. As the object of research examined information network enterprises with remote branches. It is assumed that the network to the stringent requirements put forward to counter deliberate threats and destabilizing factors. The results obtained with the known methods can create enough effective software of process optimization is the design and improvement of network structures with regard to different quality requirements.

Keywords: methods of synthesis, information network, functional stability, deliberate threats, destabilizing factors

Саланда І. П. Методика синтезу розгалуженої інформаційної мережі із заданими структурними характеристиками. Пропонується методика синтезу структури функціонально стійкої розгалуженої інформаційної мережі. В якості показника функціональної стійкості використовується зв'язність графа, що характеризує структуру розгалуженої інформаційної мережі. Як об'єкт досліджень розглядається інформаційна мережа підприємства з віддаленими філіями. Передбачається, що до функціонування мережі висуваються жорсткі вимоги щодо протидії навмисним дестабілізуючим факторам та загрозам.

Ключові слова: методика синтезу, інформаційна мережа, функціональна стійкість, дестабілізуючий фактор, навмисна загроза

Саланда І. П. Методика синтеза разветвленной информационной сети с заданными структурными характеристиками. Предлагается методика синтеза структуры функционально устойчивой разветвленной информационной сети. В качестве показателя функциональной устойчивости используется связность графа, характеризующий структуру разветвленной информационной сети. В качестве объекта исследований рассматривается информационная сеть предприятия с удаленными филиалами. Предполагается, что к функционированию сети предъявляются жесткие требования по противодействию преднамеренным дестабилизирующим факторам и угрозам.

Ключевые слова: методика синтеза, информационная сеть, функциональная устойчивость, дестабилизирующий фактор, преднамеренная угроза

1. Вступ і постановка завдання

Телекомунікаційна галузь є однією з високорозвинених галузей економіки, яка приносить значну частину доходів у валовий внутрішній продукт країни. Вказана галузь розвивається настільки швидкими темпами, що технології змінюють одна одну не встигнувши закріпитися на ринку телекомунікацій та впровадитися в повному обсязі. На перший план виходять технології віддаленого доступу до баз даних, розпаралелювання обробки інформації, обмін службовою і керуючою інформацією в автоматизованій системі управління, а також використання служб Internet.

Особливий інтерес у даний час представляють питання проектування розгалужених інформаційних мереж (РІМ), що складаються з вузлів комутації і ліній зв'язку, та на основі яких будуються автоматизовані системи управління підприємством. До таких мереж можна віднести мережі великих підприємств із філіями, розміщеними на території чи регіону всієї країни.

У цьому плані важливим завданням є побудова функціонально стійких РІМ, що дозволяють вирішувати покладені задачі при впливі потоку експлуатаційних відмовлень, навмисних ушкоджень, втручання в обмін і обробку інформації, а також при помилках обслуговуючого персоналу [1, 8]. Фактично функціональна стійкість складної технічної системи поєднує властивості надійності, відмовостійкості та живучості і характеризує здатність об'єкта до відновлення працездатного стану за рахунок використання надмірності. Для рішення проблеми раціонального введення надмірності і вирішується задача синтезу оптимальної структури інформаційної мережі.

В Україні накопичені значний теоретичний матеріал і практичний досвід створення інформаційних мереж. Основні принципи побудови мереж стосовно до умов нашої країни розроблені і викладені в роботах Якубайтіса Е. О., Зайченка Ю. П., Лазарева В. Г., Семенихіна В. С., Янбих Г. Ф., Мізіна І. О. та інших вчених.

Розробці методів синтезу мереж та систем управління мережами присвячені роботи таких вчених як Аріпов М. М., Беркман Л. Н., Варакін А. Є., Кучук Г. А., Колченко Г. Ф. та ін.

Питанням побудови функціонально стійких інформаційних мереж, що здатні протидіяти зовнішнім дестабілізуючим факторам, присвячені роботи Машкова О. А., Барабаша О. В., Кравченка Ю. В., Неділька С. М., Обідіна Д. М. [3-8].

На сьогоднішній день підвищуються вимоги до інформаційних мереж, якості їх функціонування, пропускну здатності та стійкості функціонування в умовах всебічного впливу завад, навмисних пошкоджень та втручань в обчислювальний процес [2, 9]. Існуючі традиційні методи синтезу оптимальних інформаційних мереж не відповідають сьогоднішнім вимогам та становляться недосконалими при їх застосуванні до сучасних інфокомунікаційних мереж. Це вимагає удосконалення існуючих та розробки нових методів синтезу.

В зв'язку з цим *актуальним завданням* є удосконалення методів підвищення показників якості функціонування інформаційних мереж.

Метою статі є розробка методики синтезу інформаційної мережі за критерієм забезпечення на заданому рівні показника ω -зв'язності структури з урахуванням різних структурних характеристик.

2. Математична модель розгалуженої інформаційної мережі

Задача синтезу структури РІМ формулюється в такий спосіб. Маючи структуру мережі, що задається графом, потрібно відшукати мінімальний зв'язний (ω -зв'язний) суграф цієї структури, який задовольняє іншим параметрам функціонування.

Якість функціонування РІМ тісно пов'язана з такими структурними характеристиками, як зв'язність, ω -зв'язність, реберна зв'язність, діаметр і т.п. Важливою характеристикою є також сумарна довжина ребер графа.

Найбільш зручним способом для формального опису розгалуженої інформаційної мережі є використання теорії графів.

В якості математичної моделі візьмемо неорієнтований випадковий граф $G(V, L)$ без петель і кратних ребер, де V – множина вершин ($|V|=n$), L – множина ребер ($|L|=m$). Вважається, що РІМ буде виконувати основну функцію – обмін даними, якщо між будь-якою парою вузлів комутації знайдеться хоча б один маршрут передачі інформації. Таким чином, вимога зв'язності графа дає підставу кількісно оцінити властивість функціональної стійкості системи обміну даних.

В даній статі пропонуються евристичні алгоритми синтезу ω -зв'язних графів як з обмеженням на діаметр, так і без таких обмежень. Причому спочатку наводиться алгоритм найбільш загальний, а потім розглядаються евристичні методи для частиних випадків. Такий підхід до викладу матеріалу дозволить порівняти частинні методики із загальним методом.

3. Алгоритм синтезу ω -зв'язного графа

Нехай заданий k -зв'язний граф $G(V, L)$, де $V=(v_1, v_2, \dots, v_n)$, $L=(l_1, l_2, \dots, l_m)$, $k \geq \omega$ і кожному ребру l_i графа G поставлено у відповідність число ρ_i , $i=1, 2, \dots, n$. Потрібно знайти в G ω -зв'язний суграф F , такий, щоб сума чисел ρ_i , $i=1, 2, \dots, n$ була мінімальною.

Алгоритм I

Крок 1. Впорядкуємо номери ребер графа G за спаданням ваги: $\rho_i \geq \rho_j$, якщо $i > j$.

Крок 2. $i:=1$.

Крок 3. Видалити із F_{i-1} ребро $l_i = (v_{k_i}, v_{r_i})$. Отримаємо граф F_i ($F_0=G$).

Крок 4. Якщо вершини v_{k_i} та v_{r_i} ω -з'єднані в F_i , то $i:=i+1$. Перехід на крок 3, інакше на крок 5.

Крок 5. Якщо $i \leq m$, то в F_i відновити ребро $l_i = (v_{k_i}, v_{r_i})$, $i:=i+1$. Перехід на крок 3, інакше на крок 6.

Крок 6. ω -зв'язний суграф побудований.

4. Алгоритми синтезу ω -зв'язних графів із заданим діаметром d

На базі запропонованого вище алгоритму I опишемо алгоритми побудови ω -зв'язного графа із заданим діаметром d .

Алгоритм II

Нехай заданий k -зв'язний граф $G(V, L)$, з діаметром d , $k \geq \omega$. Кожному ребру поставлено у відповідність число ρ_i , $i=1, 2, \dots, n$. Потрібно виділити в G ω -зв'язний суграф F , такий, щоб сума чисел ρ_i , $i=1, 2, \dots, n$ була мінімальною.

Крок 1. Впорядкувати номери ребер графа G за спаданням ваги; $i:=1$.

Крок 2. Видалити із F_{i-1} ребро $l_i = (v_{k_i}, v_{r_i})$, отримаємо суграф F_i ($F_0=G$).

Крок 3. Якщо при видаленні ребра l_i діаметр F не стане більшим за d , то переходимо на крок 4, інакше – крок 5.

Крок 4. Якщо вершини v_{k_i}, v_{r_i} ω -з'єднані в F_i , то $i:=i+1$. Переходим на крок 2, інакше – крок 5.

Крок 5. Якщо $i \leq m$, то в F_i відновити ребро l_i , $i:=i+1$. Переходим на крок 2, інакше – крок 6.

Крок 6. ω -зв'язний граф заданого діаметру побудований.

Алгоритм III

Наступний алгоритм складається з двох етапів. На першому етапі синтезується мінімальний $(\omega-1)$ -зв'язний суграф, а потім додаються ребра так, щоб отримати ω -зв'язний суграф заданого діаметру d .

Крок 1. За допомогою алгоритму I синтезується $(\omega-1)$ -зв'язний суграф F' графа G .

Крок 2. В графі G ребра суграфа F' позначаються.

Крок 3. Ребра, що належать графу $G-F'$, впорядковуються за спаданням ваги і вносяться в окремий список $P=\{l_i\}$.

Крок 4. Далі побудова здійснюється таким чином, як в алгоритмі II, з тією лише відмінністю, що ребра, які видаляються із суграфів F_i , вибираються із списку P . Процес закінчиться, як тільки будуть розглянуті усі ребра із P .

Перевага цього алгоритму полягає в тому, що $(\omega-1)$ -зв'язний суграф може бути мінімальним (заданим або побудованим), а потім додаванням деякої кількості ребер отримаємо ω -зв'язний суграф, але уже заданого діаметру.

Алгоритм IV

Найбільш перспективним із заданого класу алгоритмів є описаний нижче метод синтезу ω -зв'язних графів із заданим діаметром. В цьому методі передбачається попередній аналіз графа G з метою виділення множини вершин, на які оптимально накладається k -зв'язний суграф F' ($0 \leq k \leq \omega - 1$) діаметру $d - 2$, а на решті вершин будується $(\omega - 1)$ -зв'язний суграф F'' ; потім ці графи з'єднуються.

Крок 1. В графі $G(V, L)$ виділити множину вершин $V' \subseteq V$ ($|V'| = k$).

Крок 2. В підграфі $G'(V', L')$ за алгоритмом II або III виділяється k -зв'язний суграф F діаметра $d - 2$.

Крок 3. В під графі $G''(V - V', L')$ за алгоритмом I виділяється $(\omega - 1)$ -зв'язний суграф F'' .

Крок 4. Для кожної вершини v' суграфа F' знаходиться не менше $(\omega - k)$ вершин із множини $V - V'$, таких, що сума кількості ребер, які з'єднують вершину v' з образами в F'' , була мінімальна. Крім того, будь-які k вершин із F'' повинні бути попарно суміжні з k вершинами із F' .

Зауваження. Якщо $d = 2$, то $k = 0$, і, відповідно, $|V'| = 1$.

Покажемо, що побудований таким чином суграф F буде ω -зв'язним і має діаметр d .

Дійсно, так як будь-які вершини x і y із F'' з'єднуються ребрами з вершинами x' та y' із F' і F' має діаметр $d - 2$, то вершини x та y в F з'єднуються ланцюгом довжиною не більше d , причому цей ланцюг лежить в F' . Тому, будь-яка пара вершин із F'' ω -з'єднана в F , так як ця пара $(\omega - 1)$ -з'єднана в F'' .

Будь-яка пара вершин із F' також ω -з'єднана в F , так як k ланцюгів лежать в F' (в силу k -зв'язності F'), а решта ланцюгів лежать в F'' , так як будь-яка вершина із F' з'єднується $(\omega - k)$ ребрами з вершинами із F'' , (за теоремою Дірака між будь-якими $(\omega - k)$ вершинами в $(\omega - 1)$ -зв'язному графі F'' знайдеться $(\omega - k)$ ланцюгів, що не перетинаються).

Нехай вершина $x \in V'$, а $y \in V - V'$ і нехай x суміжна з вершинами $\{y_1, y_2, \dots, y_{\omega - k}\} \subset V - V'$. Так як $|V - V'| \geq \omega$, то в F'' знайдуться k вершин $\{y^1, y^2, \dots, y^k\}$, що не належать цій множині. Кожна з вершин y^j ($j = 1, 2, \dots, k$) з'єднується з її образом x^j в F' , причому в силу кроку 4 таких вершин в F' буде k . За теоремою Дірака в F' існує k ланцюгів між вершинами x та x^j ($j = 1, 2, \dots, k$).

Неважко помітити, що на множину $\{x^j\}$ не накладається ніяких обмежень і, відповідно, $y \in \{y^j\}$.

Таким чином, існує ланцюг, що сполучає x з y і лежить в F' , крім того, між вершинами $\{y_i\} \cup \{y^j\}$ і вершиною y . Тим самим повністю доведена ω -зв'язність суграфа F .

5. Висновки

В статі запропоновано методику синтезу розгалуженої інформаційної мережі із заданими структурними характеристиками, в основі якої лежать алгоритми синтезу ω -зв'язних графів, як з обмеженнями на діаметр, так і без таких обмежень. Дана методика, на відміну від традиційних, враховує різноманітні вимоги до якості функціонування мережі.

Отримані результати разом з відомими методами дозволяють створити достатньо ефективне математичне забезпечення процесу оптимізації проектування та удосконалення структур мережі з врахуванням різних вимог до якості.

Запропонована методика може бути застосована для синтезу структур розгалужених інформаційних мереж, що розподілені на території регіону, та дозволяє проведення реконфігурації і деградації структури.

Література

1. Барабаш О. В. Построения функционально устойчивых распределенных информационных систем / О. В. Барабаш. – Київ : НАОУ, 2004. – 226 с.
2. Бойченко О. В. Навмисні конфлікти в інформаційних системах / О. В. Бойченко, Я. І. Торошанко // Матер. наук.-методичної конф. «Сучасні проблеми телекомунікацій і підготовки фахівців в галузі телекомунікацій – 2012», 1-4 листопада 2012 р., м. Львів. – С. 127-130.
3. Кравченко Ю. В. Функціональна стійкість – властивість складних технічних систем / Ю. В. Кравченко, О. В. Барабаш // Збірник наукових праць. – Київ : НАОУ, 2002. – Бюл. №40. – С. 225-229.
4. Машков О. А. Синтез високоточної радіонавігаційної системи на основі метода аналізу ієрархій показників якості / О. А. Машков, Ю. В. Кравченко, В. А. Савченко // Моделювання та інформаційні технології: збірник наукових праць ІПМЕ НАН України. – 2003. – Вип. 22. – С. 41-48.
5. Обидин Д. Н. Концепция обеспечения функциональной устойчивости распределенной интеллектуализированной системы управления / Д. Н. Обидин // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2012. – № 3(9). – С. 114-117.
6. Барабаш О. В. Модель бази знань інтелектуальної системи управління високошвидкісного рухомого об'єкта на основі її верифікації / О. В. Барабаш, Д. М. Обидін, А. П. Мусієнко // Системи обробки інформації. – 2014. – № 5(121). – С. 3-6.
7. Барабаш О. В. Методика накопичення діагностичної інформації в системах інтелектуального відеоконтролю / О. В. Барабаш, С. В. Бодров, А. П. Мусієнко // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2015. – № 1(33). – С. 118-121.
8. Неділько С. М. Технологічні основи забезпечення функціональної стійкості автоматизованої системи управління повітряним рухом / С. М. Неділько, Г. Л. Баранов // Авиационно-космическая техника и технология. – 2011. – № 9 (86). – С. 202-206.
9. Бойченко О.В. Внутрішні та зовнішні конфлікти в інформаційних системах / О. В. Бойченко, Я.І. Торошанко // Материали. VI міжнародного науково-технічного симпозиума «Новые технологии в телекоммуникациях – 99», 21-25 января 2013, Вышков. – С. 206-207.

Автор статті

Саланда Іванна Петрівна – аспірантка кафедри диференціальних рівнянь та математичної фізики, Східноєвропейський національний університет імені Лесі Українки, Луцьк. Тел. +380 (97) 555 56 27. E-mail: ivanna_priymas@mail.ru

Author of the article

Salanda Ivanna Petrivna – post graduate student at differential equations and mathematical physics department, East Europe National University of Lesya Ukrainka name, Lutsk. Tel. +380 (97) 555 56 27. E-mail: ivanna_priymas@mail.ru

Дата надходження в редакцію: 23.12.2015 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Барабаш О. В.

ВПРОВАДЖЕННЯ ФАЗОРІЗНИЦЕВОЇ МОДУЛЯЦІЇ ВИСОКИХ ПОРЯДКІВ В МЕРЕЖІ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ LTE

Pankratova O. S. Implementation of phase-difference high-order modulation in the mobile network. Prospects of LTE technology development and features of telecommunication networks of the next generation NGN, that ensure providing unlimited range of infocommunication services with flexible management are considered. The most effective types and properties of signal modulation for LTE systems are analyzed. It is proved that phase-difference modulation of first order (PDM-1) is invariant with respect to initial phase signal. An important positive side of PDM-1 is in the fact that the noted property of invariance remains with all the methods of receiving relevant signals. Transition to phase-difference modulation of second order (PDM-2) allows to achieve complete insensitivity not only to the arbitrary initial phase, but also to random shifts of frequency. It is shown that PDM-2 is invariant to frequency of the carrier wave. This unique property of PDM-2 significantly expands the possibilities of digital communication with phase modulation signals.

Keywords: mobile telephony, phase-difference modulation, telecommunications service, modulation invariance, NGN, LTE, control system

Панкратова О. С. Впровадження фазорізницевої модуляції високих порядків в мережі мобільного зв'язку LTE. Розглянуто перспективи розвитку технології LTE та особливості побудови телекомунікаційних мереж зв'язку наступного покоління NGN, в яких забезпечується надання необмеженого спектру інфокомунікаційних послуг з гнучким управлінням. Проаналізовано найбільш ефективні види та властивості модуляції сигналу для систем LTE. Визначені властивості інваріантності фазорізницевої модуляції першого та другого порядків до параметрів сигналів несучої частоти.

Ключові слова: мобільний зв'язок, фазорізницева модуляція, послуги телекомунікацій, інваріантність модуляції, NGN, LTE, система управління

Панкратова О. С. Внедрение фазоразностной модуляции высоких порядков в сети мобильной связи LTE. Рассмотрены перспективы развития технологии LTE и особенности построения телекоммуникационных сетей связи следующего поколения NGN, в которых обеспечивается предоставление неограниченного спектра инфокоммуникационных услуг с гибким управлением. Проанализированы наиболее эффективные виды и свойства модуляции сигнала для систем LTE. Определены свойства инвариантности фазоразностной модуляции первого и второго порядков к параметрам сигналов несущей частоты.

Ключевые слова: мобильная связь, фазоразностная модуляция, услуги телекоммуникаций, инвариантность модуляции, NGN, LTE, система управления

Вступ. Побудова інформаційного суспільства характеризується стрімким підвищенням ролі інформаційно-комунікаційних послуг у сфері діяльності людини, суспільства й держави. Розширення спектру нових послуг потребує впровадження сучасних технологічних рішень і нового обладнання, що приводить до росту й ускладнення мережної інфраструктури.

Динамічне розширення мереж та відповідної номенклатури послуг, що надаються ними, у операторів виникає гостра необхідність оптимізувати витрати на управління та адміністрування мереж. Одним з ефективних шляхів, що дозволяють значно зменшити експлуатаційні витрати, а також забезпечити безвідмовність обладнання, є застосування автоматизованих мережних систем управління (СУ) [1, 2].

Рівень існуючої СУ не відповідає повною мірою сучасним вимогам до них, не дає змоги отримувати інформацію потрібної якості для оперативного прийняття обґрунтованих рішень щодо управління об'єктами, обміну інформацією між суб'єктами СУ, а також не дає можливості оперативно управляти ситуаціями на мережах в автоматизованому режимі.

Доступ до інформаційних ресурсів Глобальної інформаційної інфраструктури (ГІІ) реалізується за допомогою послуг телекомунікацій нового типу – інфокомунікаційних послуг.

Розглянемо розвиток і подальші шляхи розвитку технології LTE (Long-Term Evolution – довгостроковий розвиток) та побудову телекомунікаційних мереж зв'язку наступного покоління NGN, в котрих закладена ідея створення універсальної мережі зв'язку, яка б дозволяла переносити будь-які види інформації, такі як: мова, відео, аудіо, графіка й т.д., а також забезпечує можливість надання необмеженого спектру інфокомунікаційних послуг з гнучким управлінням, персоналізацій та створенням нових послуг. NGN припускає реалізацію універсальної транспортної мережі з розподіленою комутацією, винесення функцій надання послуг у кінцеві мережні вузли та інтеграцію з традиційними мережами телекомунікацій. Визначимо пріоритетне використання NGN, котра за рахунок гнучкості і масштабованості дозволяє легко адаптуватися до новітніх технологій, що надзвичайно актуально для мереж зв'язку України.

Розвиток технології LTE. Безпроводові цифрові комунікації, бурхливо стартувавши, продовжують розвиватися надзвичайно швидко. Цьому сприяє неухильний прогрес в мікроелектроніці, що дозволяє випускати усе більш складні і при цьому, – усе більш дешевші – засоби безпроводового зв'язку. Бум стільникового зв'язку, порівнянний лише із зростанням виробництва персональних комп'ютерів і розвитком Інтернету, не сповільнюється вже більш як чверть століття. Мобільних телефонів у всьому світі вже значно більше, ніж звичайних проводових телефонних апаратів. Швидкими темпами розвиваються персональні і локальні мережі, широко упроваджуються безпроводові мережі регіонального масштабу. Низька вартість, прудкість розгортання, широкі функціональні можливості по передачі даних, телефонії, відео потоків роблять безпроводові мережі одним з основних напрямків розвитку телекомунікаційної індустрії.

Розвиток безпроводового зв'язку супроводжується постійною безперервною зміною технологій, в основі яких лежать стандарти стільникового зв'язку GSM і CDMA, а також стандарти систем передачі даних IEEE 802 (Рис. 1).

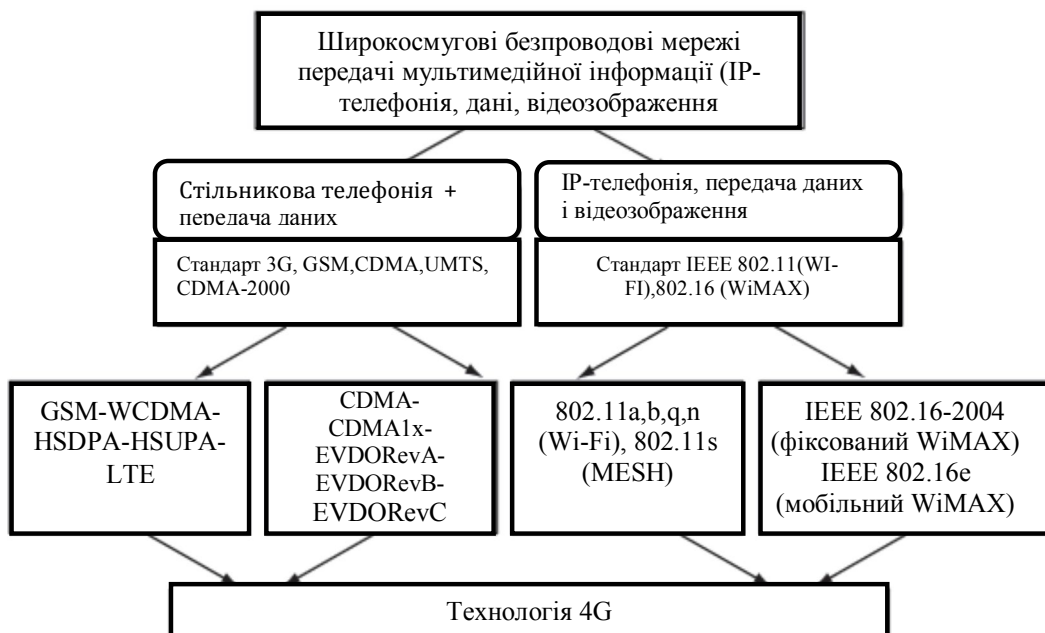


Рис. 1. Основних напрямів розвитку технології широкопasmового зв'язку

Історично технології безпроводового зв'язку розвивалися по двох незалежних напрямках – системи телефонного зв'язку (стільниковий зв'язок) і системи передачі даних (Wi-Fi, WiMAX). Але останнім часом спостерігається явна тенденція до злиття цих функцій. Більш того, об'єм пакетних даних в мережах стільникової зв'язку третього покоління (3G) вже перевищує об'єм голосового трафіку, що пов'язане з впровадженням технологій HSPA. У свою чергу, сучасні мережі передачі інформації обов'язково забезпечують заданий рівень якості послуг (QOS) для різних видів трафіку. Реалізується підтримка пріоритезації окремих

потоків інформації, причому як на мереженому /транспортному рівнях (на рівні TCP/IP), так і на MAC- рівні (стандарти IEEE 802.16). Це дозволяє використовувати їх для надання послуг голосовому зв'язку, передачі мультимедійної інформації і тому подібне

Технологія фіксованого WIMAX (IEEE 802.16-2004) не виправдала надій, що покладалися на неї, по швидкодії, об'єму зони покриття і ціновим характеристикам. Але оператори справедливо чекають якісного прориву від мобільного WIMAX (IEEE 802.16e).

Проте вимоги кінцевих користувачів до послуг що надаються постійно підвищуються (Рис. 1).

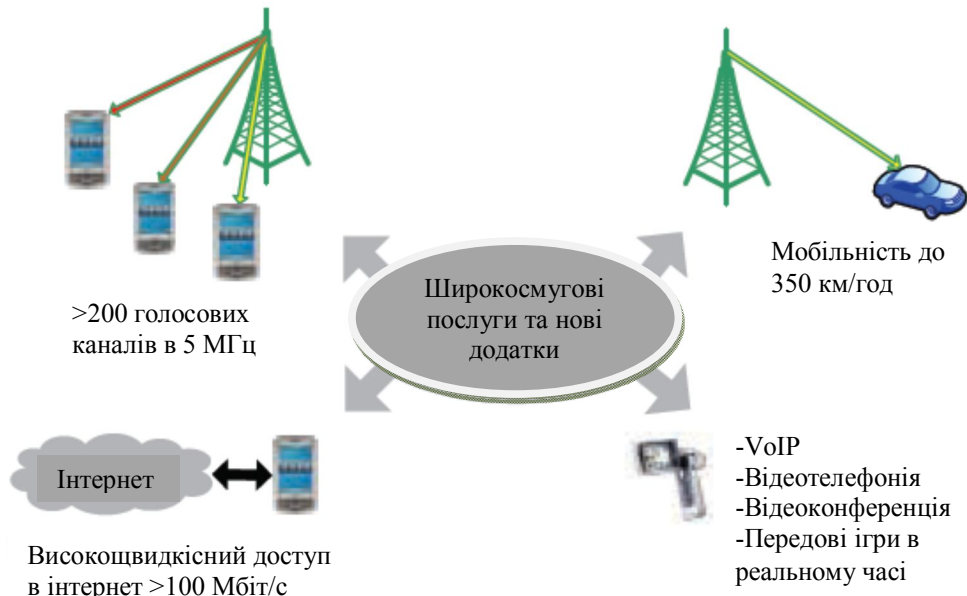


Рис. 2. Широкопasmові послуги і нові застосування, стимулюючі еволюцію систем 3G

Мобільні мережі повинні використовуватися не лише для стільникового зв'язку, але і для передачі відео, мобільного ТБ, музики і роботи з Інтернетом з високими швидкостями і якістю передачі. Саме з цією метою в рамках проекту співпраці в створенні мереж третього покоління 3GPP (3G Partnership Project) була почата розробка технології LTE.

Розробка технології LTE як стандарту офіційно почалося в кінці 2004 року. Основною метою досліджень на початковому етапі був вибір технології фізичного рівня, яка змогла б забезпечити високу швидкість передачі даних. Як основні були запропоновані два варіанти: розвиток існуючого радіо інтерфейсу W-CDMA (використовується в HSPA) і створення нового на основі технології OFDM. В результаті проведених досліджень єдиною відповідною технологією виявилася OFDM, і в травні 2006 року в 3GPP була створена перша специфікація на радіо інтерфейс Evolved UMTS Terrestrial Radio Access (E-UTRA). Перші, попередні специфікації LTE створювалися в рамках так званого 3GPP Release 7. А в грудні 2008 року затверджена версія стандартів 3GPP (Release 8), фіксуючі архітектурні і функціональні вимоги до систем LTE. У середині 2009 вийшли у світ перші дослідні системи на основі LTE, а в 2010 уже появились перші комерційні мережі.

В порівнянні з раніше розробленими системами 3G, радіо інтерфейс LTE забезпечує покращені технічні характеристики. Зокрема, в LTE ширина смуги пропускання може варіюватися від 1,4 до 20 МГц (за ранішими джерелами – від 1,25 МГц), що дозволяє задовольнити потреби різних операторів зв'язку, що володіють різними смугами пропускання. При цьому устаткування LTE повинне одночасно підтримувати не менше 200 активних з'єднань (тобто 200 телефонних дзвінків) на кожному 5-мгц соту. LTE дозволяє досягти значних агрегатних швидкостей передачі даних – до 50 Мбіт/с для висхідного з'єднання (від абонента до базової станції) і до 100 Мбіт/с для низхідного з'єднання (від базової станції до абонента) (у смугі 20 МГц). При цьому повинна забезпечуватися підтримка з'єднань для абонентів, рухомих з швидкістю до 350 км/ч. Зона покриття однієї базової

станції – до 30 км в штатному режимі, але можлива робота з сотою радіусом більше 100 км. Підтримуються багатоантенні системи MIMO.

Радіоінтерфейс LTE позиціонується як рішення, на яке оператори поступово переходитимуть з нинішніх систем стандартів 3GPP і 3GPP2 [3-6], а його розробка являється важливим етапом в процесі переходу до мереж четвертого покоління 4G. Фактично специфікація LTE вже містить більшу частину функцій, що спочатку призначалися для систем 4G, тому її інколи іменують "технологією 3,9G". Продовженням розвитку технології LTE стали специфікації наступного покоління, так звані LTE-Advanced.

Фазорізницева модуляція. Проаналізуємо найбільш ефективні види модуляції сигналу для систем LTE.

Поняття порядку різниці фази сигналу вводиться наступним чином. Нехай ми маємо послідовність посилок, що передаються за допомогою гармонійного ФМ сигналу з початковими фазами:

$$\varphi_0, \varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{n-1}, \varphi_n, \varphi_{n+1}, \dots \quad (1)$$

Складемо різниці фаз між кожною парою сусідніх посилок:

$$\begin{aligned} \Delta_1^1 \varphi &= \varphi_1 - \varphi_0, \\ \Delta_2^1 \varphi &= \varphi_2 - \varphi_1, \\ &\dots \dots \dots \\ \Delta_n^1 \varphi &= \varphi_n - \varphi_{n-1}, \\ \Delta_{n+1}^1 \varphi &= \varphi_{n+1} - \varphi_n, \\ &\dots \dots \dots \end{aligned} \quad (2)$$

Різниці фаз (2) називають ще різницями фаз першого порядку (чи просто першими різницями фаз), тому що вони отримані з вихідної послідовності фаз (1) шляхом однократної операції віднімання. Ця обставина підкреслюється верхнім індексом 1 при операторі обчислення різниці Δ . Таким чином, позначення $\Delta_n^1 \varphi$ показує, що мова йде про розрахунок різниці фаз першого порядку між n -ю та $(n-1)$ -ю послілками сигналу.

Послідовність різниць фаз першого порядку, так же як і послідовність початкових фаз, розвертається в часі в міру передачі посилок сигналу:

$$\Delta_0^1 \varphi, \Delta_1^1 \varphi, \Delta_2^1 \varphi, \dots, \Delta_{n-1}^1 \varphi, \Delta_n^1 \varphi, \Delta_{n+1}^1 \varphi, \dots \quad (3)$$

З цієї послідовності чисел можна скласти нові різниці за тим же правилом, за яким з (1) складались (2):

$$\begin{aligned} \Delta_1^2 \varphi &= \Delta_1^1 \varphi - \Delta_0^1 \varphi, \\ \Delta_2^2 \varphi &= \Delta_2^1 \varphi - \Delta_1^1 \varphi, \\ &\dots \dots \dots \\ \Delta_n^2 \varphi &= \Delta_n^1 \varphi - \Delta_{n-1}^1 \varphi, \\ \Delta_{n+1}^2 \varphi &= \Delta_{n+1}^1 \varphi - \Delta_n^1 \varphi, \\ &\dots \dots \dots \end{aligned} \quad (4)$$

Різниці фаз (4) називають різницями другого порядку (чи просто другими різницями фаз), тому що вони отримані з вихідної послідовності фаз (1) шляхом двократної застосування операції віднімання. Ця обставина підкреслюється верхнім індексом 2 при операторі віднімання Δ . Різниці фази другого порядку утворюють часову послідовність, аналогічну послідовностям (1) і (3):

$$\Delta_0^2 \varphi, \Delta_1^2 \varphi, \Delta_2^2 \varphi, \dots, \Delta_{n-1}^2 \varphi, \Delta_n^2 \varphi, \Delta_{n+1}^2 \varphi, \dots \quad (5)$$

Можна й надалі продовжувати обчислення різниць фаз третього та більш високих порядків. Процес формування різниць фази високого порядку ілюструється в Табл. 1.

Табл. 1

φ_0	φ_1	φ_2	φ_3	φ_4	φ_5	φ_6
$\Delta_1^1 \varphi \Delta_2^1 \varphi \Delta_3^1 \varphi \Delta_4^1 \varphi \Delta_5^1 \varphi \Delta_6^1 \varphi$						
$\Delta_2^2 \varphi \Delta_3^2 \varphi \Delta_4^2 \varphi \Delta_5^2 \varphi \Delta_6^2 \varphi$						
$\Delta_3^3 \varphi \Delta_4^3 \varphi \Delta_5^3 \varphi \Delta_6^3 \varphi$						
$\Delta_4^4 \varphi \Delta_5^4 \varphi \Delta_6^4 \varphi$						
$\Delta_5^5 \varphi \Delta_6^5 \varphi$						
$\Delta_6^6 \varphi$						

Кожен елемент цієї таблиці дорівнює різниці двох сусідніх елементів рядку, розміщеного вище.

Зосередимо однак увагу на використанні різниць фаз перших двох порядків.

Зараз можна визначити введену раніше ФРМ наступним чином: фазорізницевою модуляцією першого порядку називається спосіб формування фазомодульованого сигналу, при якому інформація вкладається в значення різниць першого порядку початкової фази посилок. Інформаційним параметром сигналу при ФРМ-1 є різниця фаз, що визначається двома послідовними сигналами:

$$\Delta_n^1 \varphi = \varphi_n - \varphi_{n-1}, \tag{6}$$

звідки випливає, що початкова фаза чергової n -посилки переданого в канал зв'язку сигналу:

$$\varphi_n = \varphi_{n-1} + \Delta_n^1 \varphi. \tag{7}$$

Вирази (6) і (7) визначають загальний алгоритм формування й обробки фазомодульованого сигналу при ФРМ-1, який ілюструється схемою, приведеною на Рис.3,а.

На передаючій стороні системи цифрової передачі дискретному інформаційному символу J_n ставиться у відповідність одне з припустимих значень різниці фаз першого порядку $\Delta_n^1 \varphi$, потім за допомогою елемента затримки на послілку та суматора відповідно до (7) формується початкова фаза наступної n -ї послілки сигналу, який передається. На прийомній стороні після вимірювання початкових фаз двох сусідніх посилок сигналу за допомогою елемента затримки та пристрою віднімання обчислюється інформаційна різниця фаз $\Delta_n^1 \varphi$, яка ототожнюється з переданим дискретним символом.

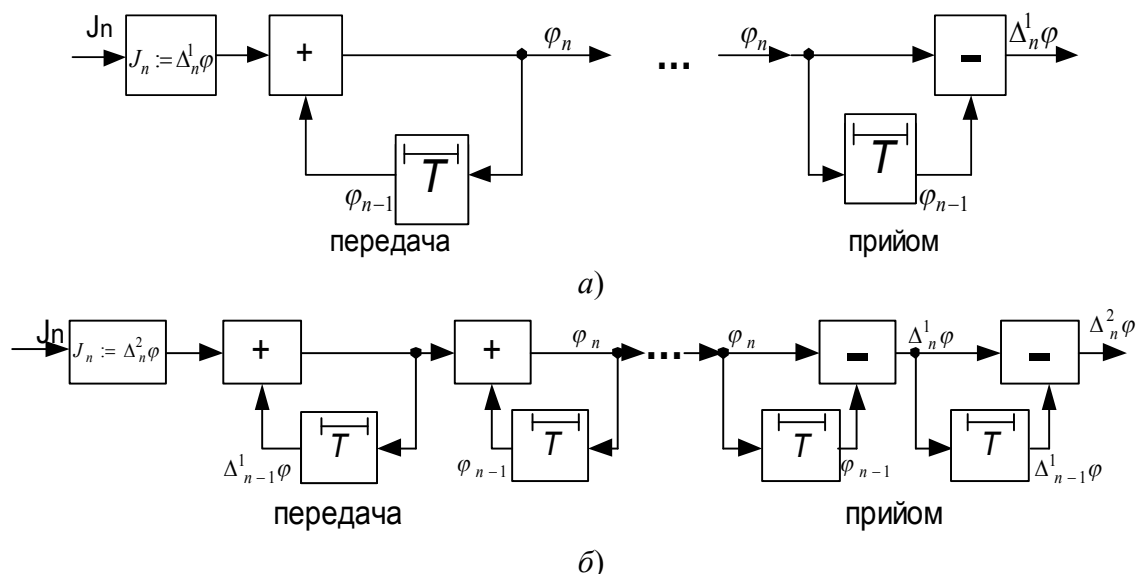


Рис. 3. Принципи формування і обробки фазомодульованих сигналів: а) ФРМ-1; б) ФРМ-2

Визначимо фазорізницеву модуляцію другого порядку (ФРМ-2) як спосіб формування ФМ сигналу, при якому інформація вкладається в значення різниць другого порядку початкової фази посилок сигналу. Інформаційним параметром сигналу при ФРМ-2 є різниця між різницями фаз, що визначається трьома послідовними:

$$\Delta_n^2 \varphi = \Delta_n^1 \varphi - \Delta_{n-1}^1 \varphi = (\varphi_n - \varphi_{n-1}) - (\varphi_{n-1} - \varphi_{n-2}) = \varphi_n - 2\varphi_{n-1} + \varphi_{n-2}. \quad (8)$$

З (8) випливає, що початкова фаза наступної n -ї послідовності переданого в канал сигналу

$$\varphi_n = \Delta_n^2 \varphi + 2\varphi_{n-1} - \varphi_{n-2}. \quad (9)$$

Її також можна представити аналогічно (7) у вигляді двох рекурентних співвідношень:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_n &= \varphi_{n-1} + \Delta_n^1 \varphi; \\ \Delta_n^1 \varphi &= \Delta_{n-1}^1 \varphi + \Delta_n^2 \varphi \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Формувач початкових фаз посилок сигналу при ФРМ-2, який працює за алгоритмом (10), складається з двох послідовно підключених формувачів фази при ФРМ-1, а пристрій обробки – з двох послідовно підключених обчислювачів різниць фази першого порядку (Рис. 3,б).

Звернемося до основної властивості ФРМ-1 і ФРМ-2 – властивості інваріантності. У техніці цим терміном позначають нечутливість системи до тих чи інших зовнішніх дій або дестабілізуючих факторів. При цьому деяка характеристика чи параметр системи є інваріантом перетворень, які викликаються дією завад чи дестабілізуючими факторами.

За допомогою ФРМ-1, як уже відзначалося, вдається усунути неоднозначність рішення на виході демодулятора, викликану невизначеністю початкової фази прийнятого сигналу. Це пояснюється тим, що різниця фази першого порядку є інваріантом перетворення, яке полягає в додаванні до інформаційних фаз посилок сигналу довільної загальної початкової фази. Дійсно, якщо до інформаційних фаз $(n-1)$ -ї та n -ї посилок сигналу φ_{n-1} і φ_n додалася довільна і невідома в місці прийому початкова фаза φ_0 , то різниця фаз $(n-1)$ -ї та n -ї посилок ніяк не зміниться від такого перетворення:

$$\Delta_n \varphi = (\varphi_n + \varphi_0) - (\varphi_{n-1} + \varphi_0) = \varphi_n - \varphi_{n-1} = \text{in var } \varphi_0.$$

Таким чином, фазорізницева модуляція першого порядку інваріантна до початкової фази сигналу. Важлива позитивна сторона ФРМ-1 полягає ще й в тому, що зазначена властивість інваріантності фактично зберігається при всіх методах прийому відповідних сигналів. При оптимальному некогерентному й автокореляційному прийомі не потрібно ніякої інформації про початкову фазу, а при когерентному прийомі початкова фаза повинна бути відома з точністю до фіксованих зсувів, які залежать від кратності модуляції, наприклад з точністю до 180° при однократній ФРМ-1, що цілком можливо здійснити. Можна сказати, що розглянуті некогерентні демодулятори сигналів з ФРМ-1 абсолютно інваріантні, тобто цілком нечутливі до початкової фази сигналу.

Перехід до ФРМ-2 дозволяє досягнути повної нечутливості не тільки до довільної початкової фази, але й до довільних зсувів частоти. Це пояснюється тим, що різниця фази другого порядку є інваріантом перетворення, яке полягає в довільному зсуві частоти несучого коливання. Дійсно, припустимо, що номінальна частота несучого коливання $\omega = m2\pi/T$, де m — ціле число, змінилася на довільну величину $\Delta\omega$. Тоді якщо фаза $(n-1)$ -ї послідовності дорівнює $(\varphi_{n-1} + \varphi_0)$, то фаза n -ї послідовності стане рівною $(\varphi_{n-1} + \varphi_0 + \Delta\omega T)$, а фаза $(n+1)$ -ї послідовності $(\varphi_{n-1} + \varphi_0 + 2\Delta\omega T)$.

Неважко тепер побачити, що різниця фази першого порядку

$$\Delta_{n+1}^1 \varphi = \varphi_{n+1} - \varphi_n + \Delta\omega T; \quad \Delta_n^1 \varphi = \varphi_n - \varphi_{n-1} + \Delta\omega T$$

не залежать від початкової фази φ_0 , однак залежать від зсуву частоти $\Delta\omega$, у той час як різниця фази другого порядку не залежить ні від φ_0 , ні від $\Delta\omega$:

$$\Delta_{n+1}^2 \varphi = \Delta_{n+1}^1 \varphi - \Delta_n^1 \varphi = \varphi_{n+1} - 2\varphi_n + \varphi_{n-1} = \text{in var}(\varphi_0, \Delta\omega).$$

Таким чином, фазорізницева модуляція другого порядку інваріантна до частоти несучого коливання. Ця унікальна властивість ФРМ-2 значно розширює можливості систем цифрового зв'язку з фазомодульованими сигналами. При абсолютній ФМ прийом сигналів можливий тільки при точно відомій початковій фазі, що надзвичайно обмежує сферу практичного використання абсолютної фазової модуляції. При ФРМ-1 з'являється можливість прийому фазомодульованих сигналів з невизначеною початковою фазою. При ФРМ-2 до цього додається можливість прийому фазомодульованих сигналів з невизначеною частотою несучого коливання.

Висновки. Розглянуто розвиток, і подальші шляхи розвитку технології LTE, та побудову телекомунікаційних мереж зв'язку наступного покоління NGN, в яких закладена ідея створення універсальної мережі зв'язку, яка б дозволяла переносити будь-які види інформації, а також забезпечувати можливість надання необмеженого спектру інфокомунікаційних послуг з гнучким управлінням. Проаналізовано найбільш ефективні види та їх властивості модуляції сигналу для систем LTE. Доведено що фазорізницева модуляція першого порядку інваріантна до початкової фази сигналу. Важлива позитивна сторона ФРМ-1 полягає ще й в тому, що зазначена властивість інваріантності фактично зберігається при всіх методах прийому відповідних сигналів. Фазорізницева модуляція другого порядку інваріантна до частоти несучого коливання. Ця унікальна властивість ФРМ-2 значно розширює можливості систем цифрового зв'язку з фазомодульованими сигналами.

Література

1. Стеклов В.К., Кільчицький Є.В. Основи управління мережами та послугами телекомунікацій / В. К. Стеклов, Є. В. Кільчицький. – Київ : Техніка, 2002. – 438 с.
2. Лещенко О. О. Застосування методів оптимізації в системах управління сучасними телекомунікаційними мережами / О. О. Лещенко, Т. В. Майсак // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2013. – №4(28). – С. 37-45.
3. Долговременное развитие радиотехнологии [Електронний ресурс] // – Режим доступу : 3GPP//www.3gpp.org/Highlights/LTE/LTE.htm.
4. Вишнеvский В. Технологии сотовой связи LTE – почти 4G / В. Вишнеvский, А. Красилов, И. Шахнович // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2009. – №1. – С. 62-72.
5. Вишнеvский В. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G / В. Вишнеvский, А. Портной, И. Шахнович. – Москва : Техносфера, 2009. – С. 263-281.
6. Тихвинский В. О. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура / В. О. Тихвинский, С. В. Терентьев, А. Б. Юрчук. – Москва : Эко – Трендз, 2010. – 284 с.

Автор статті

Панкратова Ольга Сергіївна – начальник навчальної лабораторії кафедри застосування космічних систем та геоінформаційного забезпечення, Національний університет оборони України імені Івана Черняхівського. Тел.: +380 (68) 352 10 99. E-mail: olgapank@ukr.net

Author of the article

Pankratova Ol'ha Serhiyivna – a chief of educational laboratory, the application of the space systems and heoinformation providing department, Ivan Chernyakhovskyy National University of Defense of Ukraine. Tel.: +380 (68) 352 10 99. E-mail: olgapank@ukr.net

Дата надходження в редакцію: 30.01.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Л. Н. Беркман

УДК 681.322

Дещинський Ю. Л., канд. пед. наук; Бохонко Б. А., канд. техн. наук; Горбатюк В. Ю.

РЕАЛІЗАЦІЯ МЕТОДИКИ ПРОЕКТУВАННЯ ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ НА ПРОГРАМОВАНИХ ЛОГІЧНИХ ІНТЕГРАЛЬНИХ СХЕМАХ

Deshchynskyy Yu. L., Bokhonko B. A., Horbatiuk V. Yu. The implementation of methods of designing the digital devices on programmable logic devices. The article presents the result of the developing the complex of tools for teaching students how to design the digital programmable logic devices (PLD) produced by the firm Altera. The complex contains the hardware, namely 22 laboratory stands on the base of PLD ACEX 1K produced by the firm Altera and microcontroller AT89S8253 produced by the firm Atmel. It also includes computer-aided design Quartus II Web edition 9.0 produced by the firm Altera as well as the methodical materials connected with laboratory works. The complex of tools gives the possibility to master the basic methods of modern electronic equipment designing at the teaching courses.

Key words: laboratory stand, programmable logic device, PLD, computer-aided design, CAD

Дещинський Ю. Л., Бохонко Б. А., Горбатюк В. Ю. Реалізація методики проектування цифрових пристроїв на програмованих логічних інтегральних схемах. У статті розглядаються результати розробки комплексу засобів для навчання студентів проектування цифрових програмованих логічних інтегральних схем (ПЛИС) фірми Altera. До складу комплексу входять: апаратне забезпечення – 22 лабораторних стенди на основі ПЛИС ACEX 1K фірми Altera і мікроконтролера AT89S8253 фірми Atmel; система автоматизованого проектування Quartus II Web edition 9.0 фірми Altera; методичні матеріали для виконання лабораторних робіт. Комплекс дає можливість реалізувати засвоєння у навчальних курсах базових методів проектування сучасної електронної апаратури.

Ключові слова: лабораторний стенд, програмована логічна інтегральна схема, ПЛИС, система автоматизованого проектування, САПР

Дещинский Ю.Л., Бохонко Б.А., Горбатюк В.И. Реализация методики проектирования цифровых устройств на программируемых логических интегральных схемах. В статье рассматриваются результаты разработки комплекса средств для обучения студентов проектированию цифровых программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) фирмы Altera. В состав комплекса входят: аппаратное обеспечение - 22 лабораторных стенды на основе ПЛИС ACEX 1K фирмы Altera и микроконтроллера AT89S8253 фирмы Atmel; система автоматизированного проектирования Quartus II Web edition 9.0 фирмы Altera; методические материалы для выполнения лабораторных работ. Комплекс дает возможность реализовать усвоения в учебных курсах базовых методов проектирования современной электронной аппаратуры.

Ключевые слова: лабораторный стенд, программируемая логическая интегральная схема, ПЛИС, система автоматизированного проектирования, САПР

Вступ. Виробництво телекомунікаційної апаратури нового покоління із застосуванням програмованих логічних інтегральних схем (ПЛИС) об'єктивно зумовлює їх вивчення при підготовці фахівців з обслуговування такої апаратури [1, 2].

Вивчення ПЛИС вимагає не тільки нових знань і навичок від викладачів і студентів, але й застосування лабораторних макетів і методик, які забезпечують максимальний ефект навчання. З метою реалізації цієї стратегії, у Львівському коледжі Державного університету телекомунікацій, починаючи з 2008 року, було розроблено комплекс заходів для вивчення основ програмування цифрових пристроїв на ПЛИС. На даний час комплекс включає:

– апаратне забезпечення у вигляді 22 лабораторних стендів на ПЛИС ACEX 1K фірми Altera і мікроконтролері AT89S8253 фірми Atmel, спроектованих викладачами та виготовлених студентами коледжу [3, 4];

– систему автоматизованого проектування (САПР) Quartus II Web edition 9.0 фірми Altera [5, 6];

– методичні матеріали у вигляді описів лабораторних робіт.

Виклад основного матеріалу. Лабораторний стенд представляє собою функціонально завершений блок, який використовується автономно при виконанні запрограмованих у ньому лабораторних робіт, а також у комплексі з персональним комп'ютером і встановленою на ньому САПР при вивченні студентами основ проектування цифрових схем на ПЛІС. Для дослідження динамічних характеристик цифрових схем передбачено підключення до стенду осцилографа.

Лабораторний стенд реалізований на сучасних радіоелементах: програмованій логічній інтегральній схемі сімейства ACEX 1K фірми Altera ємкістю 10 тис. вентилів, мікроконтролері AT89S8253 фірми Atmel, алфавітно-цифровому модулі індикації з числом знаків 2x16.

Використання ПЛІС і мікроконтролера у стенді забезпечують гнучкість його застосування. ПЛІС дозволяє реалізувати лабораторні роботи з вивчення цифрових компонентів від найпростіших логічних елементів до функціонально складних таких як регістри, лічильники, суматори, цифрові компаратори, оперативні запам'ятовуючі пристрої та ін. Ці елементи можуть досліджуватися як у статичному режимі з використанням світлодіодних індикаторів, що відображують стан входів/виходів цифрових компонентів, так і в динамічному режимі, з можливістю аналізу вихідних сигналів за допомогою осцилографа. Мікроконтролер забезпечує наступні сервісні функції: вибір лабораторної роботи з меню, висвітлення повідомлень про необхідність введення тих чи інших даних та ін.

Структурна схема лабораторного стенду представлена на Рис.1.

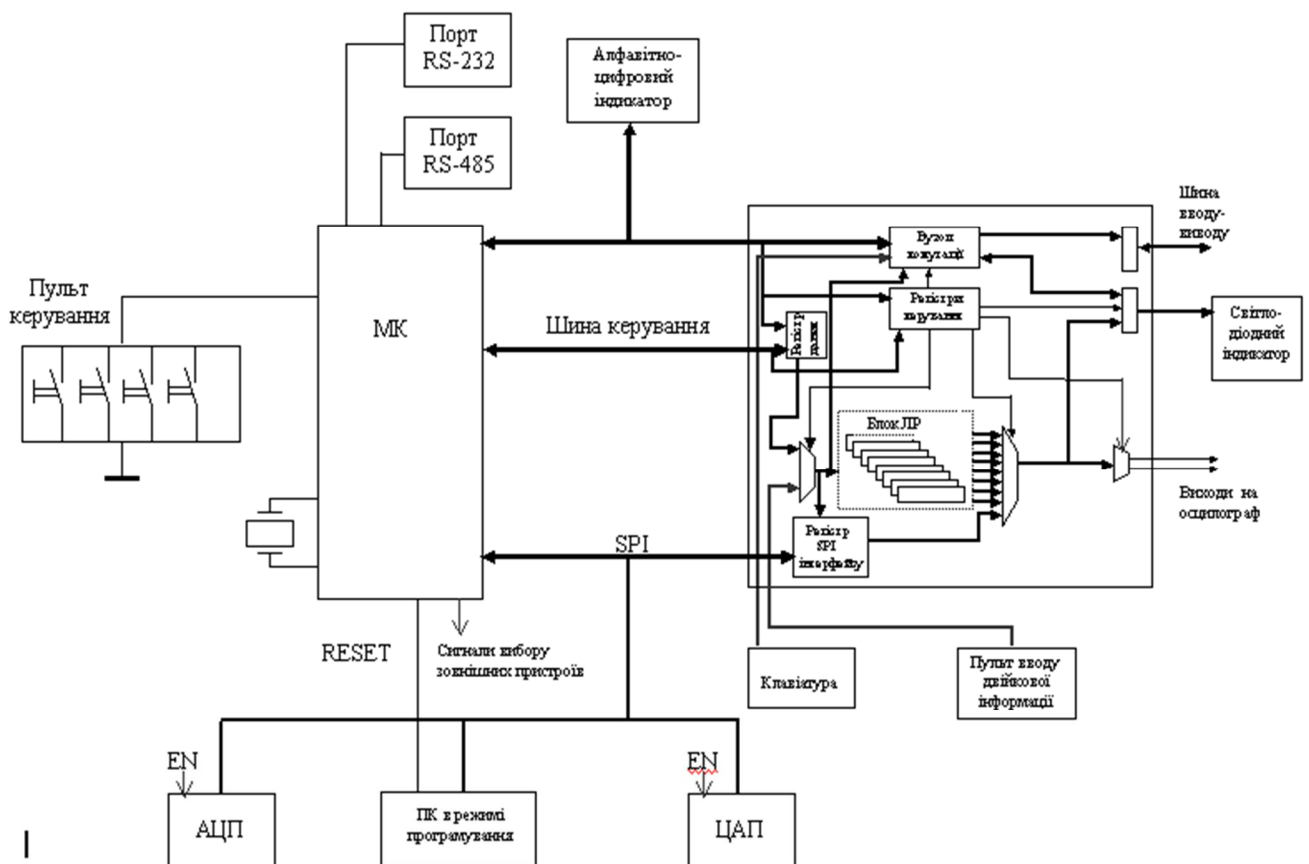


Рис.1. Структурна схема лабораторного стенду

До складу стенду входить мікроконтролер (МК) з пультом керування, що представляє собою чотири кнопки – навігація по меню чи установка якогось із параметрів (дві кнопки), ввід даних і вихід з меню – відповідно по одній кнопці. Мікроконтролер через

двонаправлену шину даних і шину керування зв'язаний з ПЛІС, до якої у свою чергу підключені: цифрова клавіатура, яка дозволяє вводити десяткові числа; пульт вводу двійкової інформації байтами; двонаправлена шина вводу/виводу, яка дозволяє організувати зв'язок із зовнішніми по відношенню до стенду пристроями; світлодіодний індикатор, який може фіксувати два байти інформації, представлена у двійковому коді; дві лінії виходів на осцилограф для дослідження роботи цифрових схем у динаміці.

Окрім цього мікроконтролер через послідовний інтерфейс SPI має зв'язок як з ПЛІС, а також з іншими пристроями: аналого-цифровим перетворювачем (АЦП), цифро-аналоговим перетворювачем (ЦАП) і персональним комп'ютером. АЦП і ЦАП, що входять у склад стенду, використовуються для організації лабораторних робіт з дослідження їх роботи, а також можуть бути використані для побудови підсистем збору та обробки аналогової інформації в рамках курсового чи дипломного проектування. Зв'язок мікроконтролера з персональним комп'ютером через послідовний інтерфейс SPI надзвичайно спрощує процедуру програмування мікроконтролера, яка реалізується в режимі внутрішньосистемного програмування. Використаний мікроконтролер допускає до 10000 циклів перепрограмування, що забезпечує оперативне переналаштування роботи стенду на різні групи лабораторних робіт.

Через шину даних мікроконтролер додатково зв'язаний з модулем алфавітно-цифрової індикації, який забезпечує відтворення сервісної інформації, а також результатів виконання окремих лабораторних робіт.

У лабораторному стенді також реалізовані послідовні порти для організації зв'язку з персональним комп'ютером – RS-232 і RS-485. Протокол передачі даних UART, що підтримується даними інтерфейсами, формується мікроконтролером.

Структурна схема цифрового вузла лабораторного стенду, що реалізований на ПЛІС ACEX 1K для дослідження цифрових пристроїв, представлена на Рис. 2.

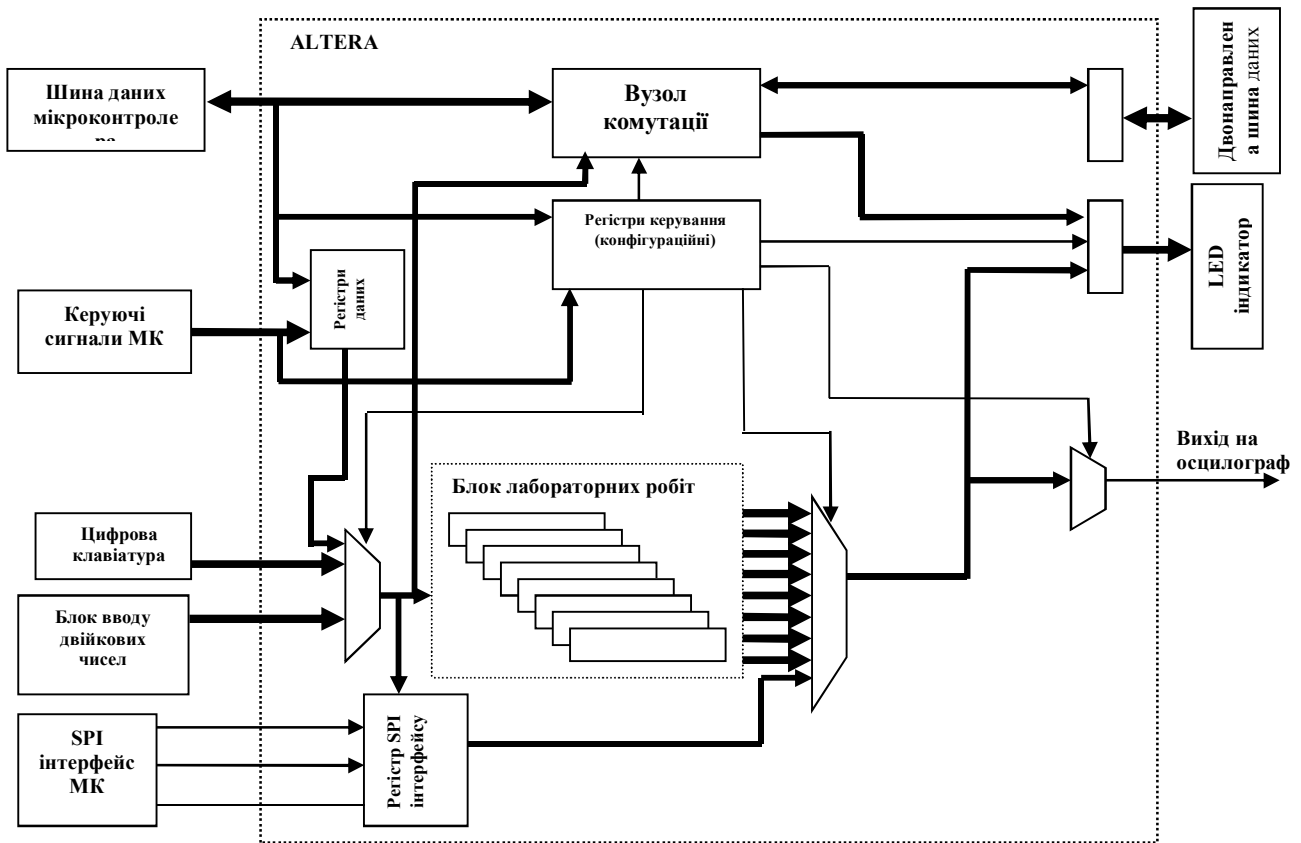


Рис. 2. Структурна схема цифрового вузла стенду реалізованого на ПЛІС ACEX 1K

Схема включає блок лабораторних робіт із дослідження цифрових компонентів в рамках предмету “Основи схемотехніки”: простих логічних елементів комбінаційної логіки, цифрового компаратора, суматора, дешифратора, мультиплексора, тригерів, паралельного і зсуваючого регістрів, лічильника імпульсів. При виборі відповідної лабораторної роботи, допоміжними схемами – конфігураційними регістрами керування, мультиплексорами та іншими вузлами – забезпечується доступ до входів схеми зі сторони шини даних мікроконтролера чи пультів вводу інформації. Для дослідження роботи схем у динаміці на їх входи подаються імпульсні сигнали, що формуються у ПЛІС від високостабільного кварцового генератора тактових імпульсів частотою 10 МГц. Виходи схем лабораторних робіт через відповідні цифрові мультиплексори підключаються до світлодіодних індикаторів або ж до осцилографа. Наявність у стенді шістнадцятирозрядного світлодіодного індикатора дозволяє достатньо повно висвітлювати стани цифрових входів/виходів при дослідженні комбінаційних схем.

Наявність двох ліній виходу на осцилограф дозволяє не тільки спостерігати цифрові сигнали на екрані осцилографа, а й досліджувати часові параметри сигналів, їх взаємне розташування за допомогою двопроменевого осцилографа. Сервісне меню мікроконтролера, у кожній із вказаних лабораторних робіт, забезпечує вибір і підключення до входів осцилографа необхідних вихідних сигналів схеми. Комутація цифрових сигналів забезпечується відповідними мультиплексорами, що реалізовані в ПЛІС.

Використана ПЛІС EP1K10TC100 сімейства ACEX1K фірми Altera допускає багаторазове перепрограмування завдяки вбудованому блоку оперативного запам'ятовуючого пристрою (ОЗП), в який заноситься код програми. Код в ОЗП може бути занесений із зовнішнього по відношенню до ПЛІС конфігураційного постійного запам'ятовуючого пристрою (ПЗП) або безпосередньо з ПК. Конфігураційний ПЗП використовується для програмування лабораторних робіт, що підтримуються стендом. Загальний вигляд лабораторного стенду представлений на Рис. 3.



Рис. 3. Загальний вигляд лабораторного стенду

Електронна схема стенду реалізована у вигляді друкованої плати з габаритними розмірами 120x90x15 мм, яка разом з модулем алфавітно-цифрової індикації розташована у корпусі з прозорою пластмасовою кришкою. Пульти керування та клавіатура розташовані на панелі корпусу. Модуль алфавітно-цифрової індикації з рідкокристалічним табло має достатньо великі розміри символів, які добре видно незалежно від зовнішнього освітлення. Друкована плата стенду виготовлена з використанням сучасної технології поверхневого монтажу, що підвищує надійність стенду.

Стенд живиться від стандартного зовнішнього блоку живлення напругою 5В. Струм, який споживає стенд, не перевищує 0,5 А.

Технічні характеристики стенду:

- число розрядів арифметико-логічного блоку мікроконтролера – 8;
- тактова частота роботи мікроконтролера, МГц – 24;
- об'єм FLASH-пам'яті для зберігання коду програм мікроконтролера, кБайт – 8;
- кількість циклів перезапису FLASH-пам'яті мікро-контролера – 10000;
- об'єм оперативної пам'яті мікроконтролера, байт – 256;
- об'єм пам'яті мікроконтролера типу EEPROM для зберігання даних, кБайт – 2;
- кількість циклів перезапису пам'яті типу EEPROM, тис. – 100;
- тактова частота опорного генератора стенду, МГц – 10;
- число розрядів двонапрявленої шини введення/виведення стенду – 8;
- число розрядів світлодіодного індикатора – 16;
- число символів модуля алфавітно-цифрової індикації – 2x16;
- кількість вентилів ПЛІС, тис. – 10;
- максимальна тактова частота роботи цифрових компонентів ПЛІС, МГц – 250;
- габаритні розміри стенду, мм – 330x280x50.

В рамках курсу “Обчислювальна техніка та мікропроцесори”, а також при проходженні навчальної практики студенти вивчають принципи проектування цифрових схем на ПЛІС. У цьому випадку при виконанні лабораторних робіт стенд використовується в комплексі з персональним комп'ютером і встановленою на ньому САПР QUARTUS II Web edition. Вибір ПЛІС фірми Altera для реалізації стенду зумовлений високими технічними характеристиками і доступністю на ринку України, а також можливістю вільного використання даної САПР.

САПР QUARTUS II Web edition забезпечує можливість створення проекту цифрової схеми, її налагодження і тестування за допомогою часового аналізатора, а також моделювання роботи проекрованої схеми за допомогою симулятора, який формує вихідні часові діаграми схеми на основі заданих вхідних впливів. Кінцевим результатом роботи САПР є створення двійкового файлу проекрованої схеми, який завантажується за допомогою програмних засобів з персонального комп'ютера у ПЛІС. Після програмування ПЛІС студенти перевіряють функціонування спроектованої схеми в статичному режимі, використовуючи пульт введення цифрових даних і світлодіодні індикатори стенду. Для дослідження спроектованої схеми в динамічному режимі вхідний сигнал подається від вбудованого у стенді генератора тактових імпульсів, а вихідні сигнали контролюються за допомогою підключеного до стенду осцилографа.

Розроблені методичні матеріали для вивчення проектування цифрових пристроїв на ПЛІС побудовані таким чином, що спочатку студенти у курсі «Основи схемотехніки» на лабораторних стендах вивчають цифрові пристрої, які спроектовані викладачем на ПЛІС, а в курсі «Обчислювальна техніка та мікропроцесори» самі навчаються механізму проектування цих пристроїв на ПЛІС.

Курс лабораторних робіт дисципліни «Основи схемотехніки» включає наступні роботи:

- Дослідження логічних елементів;
- Дослідження логічної комбінаційної схеми;
- Дослідження мультиплексора і демультіплексора;
- Дослідження шифратора і дешифратора;
- Дослідження компаратора і суматора;
- Дослідження тригерів;
- Дослідження регістра;
- Дослідження лічильника.

Курс лабораторних робіт дисципліни «Обчислювальна техніка та мікропроцесори» включає такі роботи:

- Створення проекту в середовищі Quartus II.
- Синтез та аналіз роботи логічних схем.

- Проектування та аналіз роботи мультиплектора.
- Проектування та аналіз роботи дешифратора.
- Проектування та аналіз роботи суматора.
- Проектування та аналіз роботи цифрового автомата.
- Проектування та аналіз роботи регістра.
- Проектування та аналіз роботи лічильника.

Описи кожної лабораторної роботи містять інформаційну теоретичну частину, завдання за варіантами, хід виконання роботи, а також вказівки до оформлення звіту.

Завершальним етапом навчання студентів з проектування цифрових пристроїв на ПЛІС є виконання курсового проекту, що включає завдання даної тематики.

Висновок. Запропонований комплекс засобів для вивчення проектування цифрових пристроїв ПЛІС фірми Altera на основі розробленого викладачами і виготовленого студентами Львівського коледжу Державного університету телекомунікацій лабораторного стенду з використанням САПР QUARTUS II Web edition дає можливість реалізувати засвоєння у навчальних курсах базових методів проектування сучасної електронної апаратури.

Література

1. Рябенський В. М. Max+plus II / В. М. Рябенський, О. О. Ушкаренко. Основи проектування цифрових пристроїв на ПЛІС. – Київ : «Корнійчук», 2004. – 253 с.
2. Суворова Е. Проектирование цифровых систем на VHDL : учебное пособие / Е. Суворова, Ю. Шейнин. – Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2007. – 576 с.
3. ACEX1K Programmable Logic Device Family Data Sheet [Електронний ресурс] // The Altera Digital Library CD-ROM. – December 2002.
4. AT89S8253 [Електронний ресурс] // – Режим доступу : <http://Atmel.com/doc3286.pdf>.
5. Altera Software Installation and Licensing [Електронний ресурс] // – Режим доступу : <http://altera.com>
6. Quartus Prime Standard Edition Handbook Volume 1: Design and Synthesis [Електронний ресурс] // – Режим доступу : [www. http:// altera.com](http://www.altera.com)

Автори статті

Дещинський Юрій Леонтійович – кандидат педагогічних наук, директор, Львівський коледж Державного університету телекомунікацій. Тел.: +380(032)263-15-66. E-mail: lcdut@lcdut.com.ua

Бохонко Богдан Адамович – кандидат технічних наук, завідувач відділення, Львівський коледж Державного університету телекомунікацій. Тел.: +380(032)263-15-66. E-mail: lcdut@lcdut.com.ua

Горбатюк Віталій Юрійович – завідувач лабораторії, Львівський коледж Державного університету телекомунікацій. Тел.: +380(032)263-15-66. E-mail: lcdut@lcdut.com.ua

Authors of the article

Deshchynskyy Yuriy Leontiyovych – candidate of sciences (pedagogical), the headmaster, Lviv college of State University of Telecommunications. Tel.: +380(032)263-15-66. E-mail: lcdut@lcdut.com.ua

Bokhonko Bohdan Adamovych – candidate of sciences (technical), the head of the department, Lviv college of State University of Telecommunications. Tel.: +380(032)263-15-66. E-mail: lcdut@lcdut.com.ua

Horbatiuk Vitalii Yuriyovych – the laboratory manager, Lviv college of State University of Telecommunications. Tel.: +380(032)263-15-66. E-mail: lcdut@lcdut.com.ua

Дата надходження в редакцію: 30.01.2016 р.

Рецензент: к.т.н. М. С. Височіненко

МЕТОД ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С УЧЕТОМ ПОКАЗАТЕЛЕЙ НАДЕЖНОСТИ

Terentyeva I. E. Method of assessing the operational costs of telecommunication systems taking into account indicators of reliability. The approach for assessing the effectiveness of operation of telecommunication systems is considered. The Total Cost of Ownership of a telecommunication system is proposed as complex indicator for assessing the effectiveness of operation. It is demonstrated that one of the main factors affecting the total cost are capital investments and operational costs. The method of assessing the operational costs is developed taking into account indicators of reliability of hardware systems. Analytical expressions for the evaluation of operating costs are obtained. The mean time between unscheduled repairs is proposed as the main indicator of the reliability which in turn is a function of the revealed and unrevealed failures. Also, the analytical dependences are developed subject to the intermittent failures which are typical for the equipment of telecommunication systems. It is shown that fault coverage effects on a value of operational costs. Thus, the complex technical and economic indicator is developed for assessing the operational costs subject to the main cost components and reliability indicators of an equipment of telecommunication systems. An example of calculation of the indicators is shown.

Key words: telecommunication systems, operational costs, reliability, revealed failures, unrevealed failures, intermittent failures

Терентьева И. Е. Метод оцінки ефективності експлуатації телекомунікаційних систем з урахуванням показників надійності. Розглянуто підхід до оцінки ефективності експлуатації телекомунікаційних систем. Розроблено аналітичні вирази для оцінки експлуатаційних витрат. Показано, що експлуатаційні витрати залежать від середнього часу напрацювання обладнання на дострокове знімання і є функцією інтенсивності явних, прихованих і повторювальних відмов, а також залежать від повноти контролю модулів. Запропоновано комплексний техніко-економічний показник для оцінки експлуатаційних витрат з урахуванням основних вартісних складових і показників надійності обладнання телекомунікаційних систем.

Ключові слова: телекомунікаційні системи, експлуатаційні витрати, надійність, явні відмови, приховані відмови, повторювальні відмови

Терентьева И. Е. Метод оценки эксплуатационных затрат телекоммуникационных систем с учетом показателей надежности. Рассмотрен подход к оценке эффективности эксплуатации телекоммуникационных систем. Разработаны аналитические выражения для оценки эксплуатационных затрат. Показано, что эксплуатационные затраты зависят от среднего времени наработки оборудования на досрочный съем и являются функцией интенсивности явных, скрытых и перемежающихся отказов, а также зависят от полноты контроля модулей. Предложен комплексный технико-экономический показатель для оценки эксплуатационных затрат с учетом основных стоимостных составляющих и показателей надежности оборудования телекоммуникационных систем.

Ключевые слова: телекоммуникационные системы, эксплуатационные затраты, надежность, явные отказы, скрытые отказы, перемежающиеся отказы

1. Введение

Постановка задачи. В настоящее время идет непрерывный процесс конвергенции новых технологий в телекоммуникационные системы (ТКС). При этом современное оборудование обладает не только расширенными функциональными возможностями, но и значительной стоимостью. В связи с повышенными требованиями к доступности (готовности) ТКС, возрастают и затраты на техническую эксплуатацию систем. Поэтому эффективность эксплуатации ТКС в значительной мере зависит от эксплуатационных затрат. Так, по последним данным компании Gartner, в бюджете крупных ИТ – компаний только 28% приходится на инвестиции в инфраструктуру и приложения, а остальные 72% бюджета

приходяться на обслуживание оборудования и инфраструктуры [1]. Поэтому задача оценки эффективности ТКС и определения эксплуатационных затрат является достаточно актуальной.

Анализ литературных источников. Для оценки затрат на внедрение и эксплуатацию ТКС разработано много различных показателей, но наиболее популярным в настоящее время является показатель в виде совокупной стоимости владения системой (англ. – Total Cost of Ownership, TCO) [1-9]. Как правило, предлагаемые методики оценивают две составляющие – капитальные затраты и эксплуатационные. Эксплуатационные затраты, в основном, оцениваются по бухгалтерским документам на текущие затраты [2-4]. Однако, такой подход не может дать полную картину затрат, поскольку очевидным является тот факт, что оборудование не является идеальным с точки зрения надежности и его отказы приводят к значительным издержкам. Очевидно, что эксплуатационные затраты зависят не только от капитальных затрат и плановых затрат на заработную плату, обучение персонала и т.д., но и от показателей надежности систем. Поскольку отказы модулей и их внеплановое восстановление может привести к простоям оборудования и дополнительным затратам. Такие затраты не являются плановыми, их можно определить только с помощью учета вероятностных показателей надежности. Поэтому без учета влияния показателей надежности на эксплуатационные затраты мы не сможем получить адекватные оценки.

В предложенных моделях для оценки TCO используется показатель средней наработки на отказ (англ. – Mean Time Between Failures, MTBF) [8-10]. Для современных цифровых модулей ТКС этот показатель составляет порядка 50-100 тысяч часов, но на таком длительном интервале безотказной работы вероятностные показатели интенсивностей отказов практически не будут влиять на эксплуатационные затраты. Однако, как показывает анализ процесса эксплуатации, демонтаж оборудования происходят значительно чаще. Это обусловлено наличием перемежающихся отказов (сбоев), ошибочными решениями встроенных систем контроля об отказах, а также ошибками операторов. Поэтому, как показано в работах [11, 12], более адекватные оценки получаются при использовании показателя средней наработки модуля на досрочный съем (англ. – mean time between unscheduled repairs, MTBUR), впервые предложенном в стандарте [13]. Проведенный анализ показал, что в настоящее время отсутствуют математические модели и показатели, учитывающие при оценке эксплуатационных затрат этот показатель.

Цель и задачи исследования. Таким образом, целью статьи является разработка показателя для оценки эксплуатационных затрат на оборудование ТКС, который, в отличие от известных, позволит учесть показатели надежности оборудования и влияние различных видов отказов на затраты.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- сформулировать комплексный показатель оценки эффективности эксплуатации ТКС;
- разработать выражения для оценки эксплуатационных затрат ТКС с учетом показателей надежности;
- произвести исследование полученных показателей.

2. Определение показателя TCO

На основе проведенного выше анализа известных показателей оценки эффективности использования ТКС в качестве интегрального показателя эффективности выбираем TCO – совокупную стоимость владения ТКС. Показатель TCO можно представить в следующем виде [2]:

$$TCO = OPEX \cdot TC + CAPEX , \quad (1)$$

где TC – период расчета совокупной стоимости владения.

Капитальные расходы CAPEX (Capital Expenditures) рассчитываются на основе учета стоимости оборудования (включая его монтаж, конфигурацию и необходимое программное обеспечение – ПО) и сооружений по балансовой стоимости.

Операционные расходы OPEX (Operational Expenditures) рассчитываются на основе учета текущих затрат. При этом их можно разделить на две составляющие:

– DOPEX (Direct Operational Expenditures) - определяются по данным бухгалтерии и включают: общие затраты на заработную плату, затраты на электроэнергию, коммунальные расходы, закупки оборудования и ПО, суммы начисляемой амортизации на основные фонды;

– MOPEX (Maintenance Operational Expenditures) – могут быть отнесены к эксплуатационным расходам, связанным непосредственно с процессом технического обслуживания и ремонта.

Причем, в разных ситуациях часть капитальных затрат можно отнести к OPEX, а некоторые эксплуатационные затраты можно включить в CAPEX. Это зависит от конкретной учетной политики предприятия и особенностей решаемых задач. В нашем случае расходы, связанные с дополнительной закупкой запасных резервных блоков и программных модулей, будем относить к эксплуатационным расходам MOPEX.

Поскольку, как отмечалось выше, затраты будут зависеть от показателей надежности, то можно показать, что TCO является функцией показателя MTBUR:

$$TCO(MTBUR) = \Psi [OPEX(MTBUR) \cdot TC + CAPEX] \quad (2)$$

В свою очередь, MTBUR является функцией интенсивности явных, скрытых и перемежающихся отказов, а также зависит от полноты контроля модулей. Таким образом, формализуя показатели, входящие в выражение (2), можно получить зависимость эксплуатационных затрат от показателей надежности.

3. Метод определения эксплуатационных затрат

Обозначим через T интервал планирования обслуживания ТКС. Тогда средние ожидаемые затраты на обслуживание всех съемных модулей – RC (Removable Components) за средний цикл регенерации обозначим, как ECC (Expected Cost per Cycle). Количество модулей (N_{RC}) определяется базовой комплектацией поставляемого оборудования и будет равно кратности резервирования, если эксплуатируется только один (не резервированный) стив, в котором расположены данные модули.

Ожидаемые затраты на обслуживание RC в течение интервала T определим, как

$$N_{RC,j} \cdot MTBUR_j \cdot ECC_j,$$

где $N_{RC,j}$ – количество эксплуатируемых RC j -го типа; $MTBUR_j$ – средняя наработка RC между незапланированными восстановлениями RC j -го типа.

Отношение $T/MTBUR$ равно количеству восстановлений RC на интервале T . Таким образом, для RC j -го типа эксплуатационные затраты на интервале T будут равны

$$MOPEX_j = N_{RC,j} \cdot (T/MTBUR_j) \cdot ECC_j + MCAPEX_j, \quad (3)$$

где $MCAPEX_j$ – капитальные затраты на закупку дополнительных резервных (запасных) CM и программных модулей j -го типа на интервале T .

Отсюда, полные эксплуатационные расходы для всех RC j -го типа

$$MOPEX = \sum_{j=1}^{JRC} [N_{RC,j} \cdot (T/MTBUR_j) \cdot ECC_j + MCAPEX_j], \quad (4)$$

где JRC – количество типов RC j -го типа.

А полные расходы для всего оборудования

$$MOPEX_{\Sigma} = L \sum_{j=1}^{JRC} [N_{RC,j} \cdot (T/MTBUR_j) \cdot ECC_j + MCAPEX_j], \quad (5)$$

где L – количество типов RC (здесь и далее принимаем, что для одного типа оборудования эксплуатационные расходы одинаковы).

Поскольку эксплуатация ТКС, как правило, планируется на несколько лет, необходимо учитывать разновременность затрат на техническое обслуживание и разновременность капитальных вложений. Поэтому формулу (2) можно представить в следующем виде

$$MOPEX_j = \frac{T_{0,j}}{MTBUR_j} \left\{ \sum_{t=1}^{T_K} N_{RC,j,t} ECC_{j,t} (1+\varepsilon)^{1-t} \right\} + \sum_{t=1}^{T_K} MCAPEX_{t,j} (1+\varepsilon)^{1-t}, \quad (6)$$

где $T_{0,j}$ – среднее время наработки RC j -го типа за год; T_K – календарная продолжительность обслуживания RC, определяемая числом лет эксплуатации (принимаем эту величину одинаковой для всех типов RC); $ECC_{j,t}$ – ожидаемые средние затраты на одно восстановление RC j -го типа в году t ; $MCAPEX_{j,t}$ – капитальные вложения в эксплуатацию RC j -го типа в году t ; ε – норма дисконта времени, выражаемая в долях единицы или в процентах за год (одинакова для всех типов RC); $N_{RC,j,t}$ – количество RC j -го типа, эксплуатируемых в году t .

Далее будем рассматривать определение эксплуатационных затрат только в период послегарантийного обслуживания. Ожидаемые затраты ($ECC_{w,j}$) на этапе послегарантийного обслуживания определяются из выражения

$$ECC_{w,j} = C_{L,j} (DT_j + INT_j) + C_{TR,j} + C_{R,j},$$

где $C_{R,j}$ – средняя стоимость восстановления RC в сервисном центре поставщика; $C_{TR,j}$ – средняя стоимость транспортировки RC в сервисный центр поставщика; DT_j, INT_j – среднее время монтажа и демонтажа RC; $C_{L,j}$ – стоимость одного часа работы инженера, обслуживающего систему.

В случае заключения договора на одну из программ сервисного пост-гарантийного обслуживания величина $C_{R,S,j}$ будет определяться как средняя удельная стоимость годового сервисного обслуживания, приходящаяся на обслуживание данного RC, где $S = \overline{1, \dots, 4}$.

Пример программ сервисного обслуживания, по которым можно определить $C_{R,S,j}$, приведены в Табл. 1 [14].

**Программы пост-гарантийного обслуживания
компании Huawei Technology Ltd**

Табл. 1

Тариф		Удаленная поддержка	Замена оборудования	Поддержка на объекте заказчика	Стоимость
1.	Базовый	7×24 «Горячая линия»; 5×8 Удаленная техподдержка	5×8×NBD-s отправка из центра на следующий рабочий день (англ. – Next Business Day)	Не предусмотрено	$C_{R,1,j}$
2.	Стандартный	7×24 «Горячая линия»; 5×8 Удаленная техподдержка	5×8×NBD авансовая замена на следующий рабочий день	5×8×NBD (дополнительно)	$C_{R,2,j}$
3.	Расширенный	7×24 «Горячая линия»; 7×24 Удаленная техподдержка	5×8×4 авансовая замена в течение 4-х часов (в рабочие часы)	5×8×4 (дополнительно)	$C_{R,3,j}$
4.	Премиум	7×24 «Горячая линия»; 7×24 Удаленная техподдержка	7×24×4 авансовая замена в течение 4-х часов (7 дней в неделю, круглосуточно)	7×24×4 (дополнительно)	$C_{R,4,j}$

Как видно из таблицы типы обслуживания и их стоимости могут существенно меняться, что оказывает влияние на эксплуатационные затраты. Конкретные стоимости каждого тарифа определяются непосредственно контрактом.

Также принимаем допущение, что имеется достаточный объем резервного фонда RC и отсутствуют потери из-за простоя системы в случае отказа RC. Тогда MCAPEX будет определяться стоимостью запасных RC.

Выражения для $MTBUR$ в этот период определяются по методике, разработанной автором. При этом для экспоненциального распределения наработки RC до отказа этот показатель можно определить из следующего выражения:

$$MTBUR_j = \frac{1}{\theta_j + \mu_j}, \quad (7)$$

где θ_j – интенсивность перемежающихся отказов RC j -го типа; μ_j – интенсивность явных отказов RC j -го типа.

Полноту контроля a определим, как отношение интенсивности отказов контролируемой части RC к сумме интенсивностей отказов контролируемой и неконтролируемой частей RC по формуле:

$$a_j = \frac{\lambda_{CBT,j}}{\lambda_{CBT,j} + \lambda_{NCBT,j}} = \frac{\mu_j}{\mu_j + \lambda_j}, \quad (8)$$

где $\lambda_{CBT,j}$ – интенсивность отказов той части j -го RC, которая охвачена контролем (тестом); λ_{NCBT} – интенсивность отказов той части j -го RC, которая не охвачена контролем (тестом); λ – интенсивность скрытых отказов j -го RC.

Отсюда находим зависимость между интенсивностями явных и скрытых отказов

$$\lambda_j = \mu_j \frac{1 - a_j}{a_j}. \quad (9)$$

Таким образом, значения интенсивностей явных и скрытых отказов для j -го RC связаны между собой системой уравнений

$$\begin{cases} \lambda_j = \mu_j \frac{1 - a_j}{a_j}; \\ \lambda_j = \Lambda_j - \mu_j, \end{cases} \quad (10)$$

где $\Lambda_j = 1 / MTBF_j$ – интенсивность отказов j -го RC.

Пример. Исследуем влияние на эксплуатационные затраты ($MOPEX$) показателей надежности при следующих исходных данных: $T_k = 10$ ч; $T_0 = 8600$ ч; $JRC = 6$; $C_{TR} = 50$ у.е.; $C_r = 1000$ у.е.; $C_L = 5$ у.е.; $DT = INT = 0,25$ ч; $MCAPEX = 1000$ у.е. $\theta = 10^{-4}$ 1/ч. Для упрощения расчетов полагаем, что все показатели равнозначны для всех JRC типов RC.

Произведем анализ соотношения показателей MTBF и MTBUR. Положим $MTBF = 10000$ ч, тогда: при $a = 0,1$, получаем: $MTBUR = 9090$ ч, а при $a = 0,2$, получаем $MTBUR = 8330$ ч. Отсюда видно, что при определенных данных показатель MTBUR может существенно отличаться от значений MTBF.

Поэтому использование показателя MTBF для расчета эксплуатационных затрат приведет к заниженным значениям затрат. Это иллюстрируют графики, приведенные на Рис. 1, на котором показаны зависимости эксплуатационных затрат от интенсивности отказов RC ($\Lambda = 1 / MTBF$).

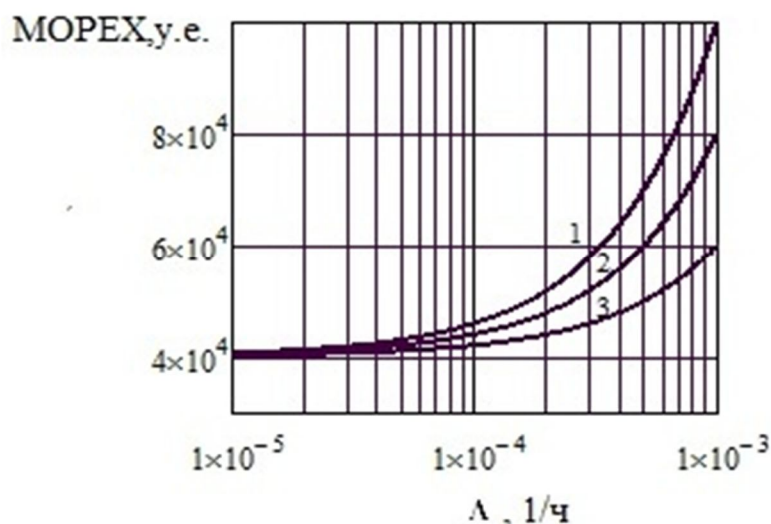


Рис.1. Зависимости эксплуатационных затрат от интенсивности отказов РС
 1 – $a = 0,3$; 2 – $a = 0,2$; 3 – $a = 0,1$

Как видно из рисунка, чем меньше средняя наработка РС до отказа, тем выше эксплуатационные затраты. Таким образом, данные результаты показывают, что показатели надежности оказывают существенное влияние на эксплуатационные затраты и их необходимо учитывать при оценке ТСО. Причем использование показателя MTBUR позволяет получить более точные результаты.

4. Выводы

В работе рассмотрен метод оценки эффективности эксплуатации ТКС. В качестве общего показателя эффективности предложено использовать полную стоимость владения системой – ТСО, поскольку, как показал проведенный анализ, его широко используют в зарубежной практике. Приведены выражения для определения составляющих полной стоимости. Разработаны аналитические выражения для оценки эксплуатационных затрат. Показано, что эксплуатационные затраты зависят от надежностного показателя – среднего времени наработки на досрочный сьем, который, в свою очередь, является функцией интенсивности явных, скрытых и перемежающихся отказов, а также зависит от полноты контроля модулей.

Впервые получен комплексный технико-экономический показатель для оценки эксплуатационных затрат с учетом основных стоимостных составляющих процесса эксплуатации и показателей надежности оборудования ТКС. На примере проиллюстрировано, что показатели надежности оборудования ТКС существенно влияют на эффективность эксплуатации.

Данные результаты могут быть полезны организациям, разрабатывающим и эксплуатирующим ТКС, и позволяют провести оценки затрат и произвести выбор оптимальных вариантов построения и эксплуатации ТКС.

Дальнейшим развитием полученных результатов будет разработка математических моделей для оценки эксплуатационных затрат с учетом формирования запасного обменного фонда модулей и оптимизации структур резервирования оборудования ТКС.

Литература

1. Равшанов Я. О. Сколько стоит корпоративный ЦОД: методики расчета ТСО [Электронный ресурс] / Я. О. Равшанов // Технологии и средства связи. – 2010. – №4. – Режим доступа : <http://tsonline.ru/articles2/fix-corp/skolko-stoit-korporativnii-cod-metodiki-rascheta-tso> (10.12.2015г).

2. Ellram L. Total Cost of Ownership: Elements and Implementation Issue / L. Ellram // International Journal of Purchasing and Materials Management. – 1993. – Vol. 29. Is. 3. – P. 2-11.
3. Минухин С. В. Методика выбора и расчета затрат совокупной стоимости владения вычислительным кластером / С. В. Минухин, С. В. Знахур // Радиоелектронні і комп'ютерні системи. – 2011. – №1 (49). – С. 90-96.
4. Волков И. Оценка эффективности информационных систем [Электронный ресурс] / И. Волков, А. Денисов // IBM DeveloperWorks. – 2010. – Режим доступа : http://www.ibm.com/developerworks/ru/library/l-otcenka_efektivnosti_3/index.html (10.12.2015г).
5. Щетинин И. Стоимость владения и системы управления [Электронный ресурс] И. Щетинин // Открытые системы. – 2005. – №9 – Режим доступа : <http://www.i-teco.ru/article60.html> (10.12.2015г).
6. Torell W. TCO Analysis of a Traditional Data Center vs. a Scalable, Prefabricated [Электронный ресурс] / W. Torell // Data Center Schneider Electric. – Режим доступа : http://www.apcmedia.com/salestools/WTOL-8NDS37/WTOL-8NDS37_R1_EN.pdf?sdirect=true (10.12.2015г).
7. Morey T. Using Total Cost of Ownership to Determine Optimal PC Refresh Lifecycles / T. Morey, R. Nambiar // Wipro Consulting Service Product Strategy and Architecture Practice. – 2012. – 27 с.
8. Hurkens K. Total Cost of Ownership in the Services Sector: A Case Study / K. Hurkens, W. V. Valk, F. Wynstra // The Journal of Supply Chain Management. – 2006. – Vol. 42. – P. 27-37.
9. Sohn S. Y. Cost of ownership model for a CRM system / S. Y. Sohn . J. S. Lee // Science of Computer Programming. – 2006. – Vol. 60. – P. 68-81.
10. Танцюра Л. І. Оцінка показників надійності інфокомунікаційних мереж як складних систем / Л. І. Танцюра, Е. Д. Амірханов, О. В. Галаган // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2014. – №5(33). – С. 80-87.
11. Уланский В. В. Стратегия обслуживания одноблочной системы авионики при наличии явных и скрытых отказов / В. В. Уланский, И. А. Мачалин // Математичні машини і системи. – 2007. – №3. – С. 245-256.
12. Уланский В. В. Обобщенные функции стоимости обслуживания до безопасного отказа легкозаменяемых блоков систем авионики / В. В. Уланский, И. А. Мачалин // Електроніка та системи управління. – 2008. – №1(15). – С. 86-97.
13. Electronic reliability design handbook: MIL-HDBK – 338B. – Virginia: Air Force Research Laboratory Information USA. – 1991. – 1046 p. – (Standard Air Force USA).
14. Warranty Policy for Network, Secospace and UC&C [Электронный ресурс] // Copyright Huawei. – 2012. – Режим доступа : <http://support.huawei.com/enterprise/#tabname=serSolveProject> (10.12.2015г).

Автор статті

Терентьева Ирина Євгенівна – аспірант, асистент кафедри телекомунікаційних систем, Національний авіаційний університет, Київ. Тел.: +380 (97) 590 68 68. E-mail: i.terentyeva@ukr.net.

Author of the article

Terentyeva Iryna Yevhenivna – post graduate student, assistant of the telecommunication systems department, National Aviation University, Kyiv. Tel.: +380 (97) 590 68 68. E-mail: i.terentyeva@ukr.net.

Дата надходження в редакцію: 16.12.2015 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Г. Ф. Конахович